Входит в Перечень ВАК (К2)

ISSN 2542-0542

ВЕСТНИК

Концерна ВКО «Алмаз – Антей»

№ 4



2023



АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей»

Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей»

№ 4
Декабрь 2023 г.

Научно-технический журнал
Издается с июня 2009 года
Выходит четыре раза в год

Главный редактор
Созинов П. А., д-р техн. наук, проф., чл.-корр. РАН

Редакционная коллегия
Авачёв А. П., канд. физ.-мат. наук
Агапов О. А., канд. техн. наук
Агеев П. А., канд. техн. наук
Акимов В. Н., д-р техн. наук
Акопян И. Г., д-р техн. наук, канд. физ.-мат. наук, проф.
Баёва Ю. В., канд. техн. наук
Балиж К. С., канд. техн. наук
Бецофен С. Я., д-р техн. наук, проф.
Благовский О. В., канд. техн. наук
Бляхман А. Б., д-р техн. наук, проф.
Богатов А. Д., канд. техн. наук
Большаков Д. Ю. (зам. гл. ред.), канд. техн. наук
Борзунов А. В., канд. техн. наук, ст. науч. сотр.
Боронахин А. М., д-р техн. наук, проф.
Буров А. С., канд. техн. наук
Васильев И. В., канд. физ.-мат. наук (Республика Казахстан)
Веденеев А. В., канд. техн. наук
Вильмицкий Д. С., канд. техн. наук
Виноградов В. Н., д-р техн. наук
Витязев В. В., д-р техн. наук, проф.
Власов А. В., канд. техн. наук
Вологдин С. В., д-р техн. наук, проф.
Востров Д. О., канд. физ.-мат. наук
Высоцкая С. А., канд. техн. наук
Гаврилов Р. С., канд. техн. наук
Гамаюнова Т. В., канд. хим. наук
Гвоздарёв Р. С., канд. техн. наук
Геворкян А. Г., д-р техн. наук, проф.
Голиков В. Ф., д-р техн. наук, проф. (Республика Беларусь)
Голынский М. Ю., канд. техн. наук
Горохов М. М., д-р физ.-мат. наук, проф.
Гринчар Н. Г., д-р техн. наук, проф.
Громов Д. С., канд. техн. наук
Гульшин В. А., канд. техн. наук, доц.
Доронин В. В., д-р техн. наук, ст. науч. сотр.
Дорошевич В. К., д-р техн. наук
Дружин А. В., канд. физ.-мат. наук
Друзин С. В., канд. техн. наук
Дусь Т. Э., канд. пед. наук, доцент
Ерошин С. Е., канд. техн. наук
Жеглов М. А., канд. техн. наук
Жуков И. А., д-р техн. наук
Зайченко И. И., канд. техн. наук, ст. науч. сотр.
Зенин В. А., канд. техн. наук
Зиновьева Е. С., канд. физ.-мат. наук
Зотов А. В., канд. техн. наук
Иванов А. М., канд. техн. наук
Иванов С. Н., канд. техн. наук
Ивашов С. И., канд. техн. наук
Исаенкова М. Г., д-р физ.-мат. наук, проф.
Исаков М. А., канд. физ.-мат. наук
Каляев И. А., д-р техн. наук, акад. РАН
Караваев Я. С., канд. техн. наук
Кауфман Г. В., д-р техн. наук
Койтов С. А., д-р техн. наук
Колесников Н. П., д-р техн. наук, проф.
Колчин С. А., канд. техн. наук
Кондрашов В. В., канд. техн. наук
Костров Б. В., д-р техн. наук, проф.
Костров В. В., д-р техн. наук, проф.
Кошелев В. И., д-р техн. наук, проф.
Кузнецов В. С., канд. техн. наук
Кузнецов П. С., канд. техн. наук
Кулаков А. В., д-р физ.-мат. наук, чл.-корр. РАН
Лагерев А. В., д-р техн. наук, проф.
Лагерев И. А., д-р техн. наук, доц.
Ластовецкий А. Е., канд. техн. наук
Левихин А. А., канд. техн. наук
Лейман Д. В., канд. хим. наук
Леманский Д. А., канд. техн. наук, доц.
Лемешко Н. В., д-р. техн. наук
Мазур Н. З., д-р экон. наук, доц.
Манукьян А. А., д-р техн. наук
Матюгин С. Н., канд. физ.-мат. наук
Миронов М. В., канд. техн. наук
Мирталибов Т. А., д-р техн. наук, проф.
Михеев К. В., канд. техн. наук
Муравьев В. В., д-р техн. наук, проф.
Мурзова М. А., канд. техн. наук
Нагорных И. Л., канд. физ.-мат. наук
Наумов С. В., канд. техн. наук
Нистюк А. И., д-р техн. наук, проф.
Носатенко П. Я., д-р техн. наук
Овечкин Г. В., д-р техн. наук, проф.
Окулов Р. А., канд. техн. наук
Павлов Н. И., д-р техн. наук
Палицын А. Б., д-р техн. наук
Панфилов С. В., канд. физ.-мат. наук
Парамонова А. А., канд. техн. наук
Паршин Ю. Н., д-р техн. наук, проф.
Пашков И. Н., д-р техн. наук, проф.
Пирязев М. С., канд. экон. наук
Плужников А. Д., д-р техн. наук, проф.
Подгорнов А. А., канд. техн. наук
Пономарев О. П., д-р техн. наук, доц.
Разин А. А., канд. техн. наук
Ракитин А. В., канд. техн. наук
Ратынский М. В., д-р техн. наук
Ростокин И. Н., д-р техн. наук
Самохина Е. А., канд. техн. наук
Сафин Н. Р., канд. техн. наук
Сачков В. И., д-р хим. наук
Свирина А. Г., канд. техн. наук, доц.
Сигов А. С., д-р физ.-мат. наук, проф., акад. РАН
Синельников А. О., канд. техн. наук
Смирнов А. С., д-р техн. наук
Смирнов В. Л., канд. техн. наук
Страхов А. Ф., д-р техн. наук, проф.
Судаков М. К., канд. техн. наук, доц.
Сычёв М. М., д-р техн. наук, проф.
Сычушкин И. В., канд. техн. наук
Таричко В. И., канд. техн. наук
Теляков Р. Ф., канд. техн. наук
Терентьев М. А., канд. физ.-мат. наук
Тигетов Д. Г., канд. техн. наук
Тимашева Т. Г., канд. техн. наук
Устинов А. Н., канд. техн. наук
Фарбер В. Е., д-р техн. наук, проф.
Федосеева Е. В., д-р техн. наук, доц.
Феоктистов А. Ю., канд. техн. наук
Фёдоров Д. А., канд. техн. наук
Филиппов М. Ю., канд. физ.-мат. наук
Фридман Л. Б., д-р техн. наук
Фролов А. Ю., д-р техн. наук
Фролова М. Н., д-р техн. наук
Хворенков В. В., д-р техн. наук, проф.
Худякова Ю. А., канд. техн. наук
Цапцов А. В., канд. техн. наук
Царёв И. Е., канд. техн. наук
Цыганков Д. Э., канд. техн. наук
Чаплыгин Ю. А., д-р техн. наук, проф., акад. РАН
Черепенин В. А., д-р физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Чернов И. И., д-р физ.-мат. наук, проф.
Чернодаров А. В., д-р техн. наук, доц.
Шевцов А. А., канд. техн. наук
Шентябин А. Н., канд. воен. наук
Шиляев С. А., д-р техн. наук, доц.
Шимкин П. Е., канд. техн. наук
Шишаков К. В., д-р техн. наук, проф.
Щеглов Д. К., канд. техн. наук
Щенятский А. В., д-р техн. наук, проф.
Юрасов А. Н., д-р физ.-мат. наук, доц.
Якименко И. В., д-р техн. наук, доц.
Янцевич М. В., канд. техн. наук, ст. науч. сотр.

СОДЕРЖАНИЕ

Электроника. Радиотехника

Оценивание поляризационной матрицы рассеяния при использовании квазиортогональных зондирующих ЛЧМ сигналов
Костров В. В., Макаров В. П., Храмов К. К. **3**

Радиофотоника в пассивных системах построения изображений миллиметрового диапазона
Мороз А. В. **14**

Обобщение метода автокомпенсации боковых лепестков в антенных решетках модульной структуры
Мороз А. В., Стоянов М. С. **23**

Контрольный имитатор цели на основе волоконно-оптической линии задержки с доплеровским преобразователем частоты
Осешнюк Е. Е., Турилин М. А., Чепелкин А. В. **33**

Особенности применения спектрального метода сверхразрешения для пеленгации активных шумовых помех
Шимкин П. Е. **42**

Метод статистического фазового синтеза диаграмм направленности на основе формирования эффективных апертур, имитирующих поворот физических апертур антенных решеток
Исаков М. А., Семенов А. А., Кузнецов В. И., Железняк М. М. **55**

Влияние переходных процессов на работу доплеровского обнаружителя
Зиатдинов С. И., О. И. Красильникова **64**

Космические исследования и ракетостроение

Газогенератор для противообледенительной системы беспилотного летательного аппарата
Шпаковский Д. Д. 75

Информатика

Кодирование изображений на основе битовых плоскостей при передаче по зашумленному каналу связи
Костров Б. В., Гринченко Н. Н., Баранова С. Н., Лобачев М. А., Вьюгина А. А. 85

История

История Обуховского завода в контексте калибров изготовленных артиллерийских орудий
Волокитина И. Н., Макавеев А. Т., Щеглов Д. К. 93

Решением Министерства образования и науки Российской Федерации научно-технический журнал «Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» вошел в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук по специальностям научных работников:
2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения (технические науки),
2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии их технологии (технические науки),
2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций (технические науки),
2.2.16. Радиолокация и радионавигация (технические науки),
2.5.7. Технологии и машины обработки давлением (технические науки),
2.5.12. Аэродинамика и процессы теплообмена летательных аппаратов (технические науки),
2.5.13. Проектирование, конструкция и производство летательных аппаратов (технические науки),
2.5.14. Прочность и тепловые режимы летательных аппаратов (технические науки).

Редакция
121471, Москва, ул. Верейская, д. 41
Тел.: +7 (495) 276-26-13
Факс: +7 (495) 276-29-81
E-mail: PRESS@almaz-antey.ru
Сайт: http://www.almaz-antey.ru

Свидетельство о регистрации СМИ ПИ № ФС77-65830 от 27.05.2016 г. выдано Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор)

ISSN 2542-0542
https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-3
Подписной индекс в Объединенном каталоге «Пресса России» – 79162

Учредитель
АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей»
121471, Москва, ул. Верейская, д. 41

Издательство
ООО «НЭИКОН ИСП»
115114, Москва, ул. Летниковская, д. 4, стр. 5

Подписано в печать 22.10.2024
Формат 60×90/8. Печ. л. 12,5
Тираж 424 экз. Заказ № 3-2023-elp-s-47-21
Свободная цена

Типография
ООО «Медиаколор»
127273, Москва, Сигнальный проезд, д. 19, БЦ «Вэлдан»

© АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей», 2024

Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”

Scientific and technical journal
The journal has been published since 2009
4 issues per year

Editorial office
121471, Russian Federation, Moscow, Vereyskaya str., 41
Tel.: +7 (495) 276-26-13
Fax: +7 (495) 276-29-81
E-mail: PRESS@almaz-antey.ru
Website: http://www.almaz-antey.ru

Registered at the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media (Roskomnadzor) under the number ПИ № ФС77-65830, 27.05.2016

ISSN 2542-0542
https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-3
Subscription index in the catalogue “Rospechat” – 79162

Founder
“Almaz – Antey” Air and Space Defence Corporation, JSC
121471, Russian Federation, Moscow, Vereyskaya str., 41

Publisher
“NEICON ISP” LLC
115114, Russian Federation, Moscow, Letnikovskaya str., 4, building 5

Passed for printing 22.10.2024
Circulation 424 copies
Free price

Printing office
“Mediacolor” LLC
127273, Russian Federation, Moscow, Signalnyi proezd, 19, Business Center “Veldan”

© “Almaz – Antey” Air and Space Defence Corporation, Joint Stock Company, 2024

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-3-13
УДК 621.396.96

Оценивание поляризационной матрицы рассеяния при использовании квазиортогональных зондирующих ЛЧМ сигналов

В. В. Костров[1], В. П. Макаров[2], К. К. Храмов[1]

[1] Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых», Муром, Российская Федерация

[2]АО «НПО Лавочкина», Химки, Российская Федерация

В статье показана возможность применения ортогональных (квазиортогональных) по структуре радиосигналов для измерения поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) при полнополяризационном режиме работы радиолокатора. Разработан алгоритм оценивания элементов ПМР и проведено его моделирование при использовании двух сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и противоположными знаками скорости изменения частоты. Результаты моделирования показали, что для обеспечения поляризационной развязки между сигналами 30–35 дБ требуются зондирующие ЛЧМ сигналы с базами более 1000–2000. Дан анализ результатов статистического моделирования в условиях аддитивного шума, который выявил повышение точности оценивания элементов ПМР при увеличении отношения сигнал – шум и ее инвариантность к базе сигнала.

Ключевые слова: метеорологический радиолокатор, поляризация, поляризационная матрица рассеяния, поляриметрия, ЛЧМ сигнал, обработка сигналов, согласованная фильтрация

Для цитирования: Костров В. В., Макаров В. П., Храмов К. К. Оценивание поляризационной матрицы рассеяния при использовании квазиортогональных зондирующих ЛЧМ сигналов // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023. № 4. С. 3–13. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-3-13

For citation: Kostrov V. V., Makarov V. P., Khramov K. K. Estimation of the polarization scattering matrix using quasi-orthogonal probing LFM signals // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2023. No. 4. P. 3–13. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-3-13

Поступила 22.11.2023 *Отрецензирована* 03.12.2023 *Одобрена* 03.03.2024 *Опубликована* 22.10.2024

Введение

Применение в метеорологических многофункциональных радиолокационных станциях (МРЛС) полнополяризационного режима зондирования или режима двойной поляризации открывает новые возможности повышения информативности таких МРЛС [1–3]. Полнополяризационный режим в отличие от режима двойной поляризации обеспечивает синхронные поляризационные измерения, но в реализации несколько сложнее [4], поскольку предполагает излучение двух ортогональных по поляризации и сложных по структуре сигналов и их одновременный прием на ортогональных поляризациях. Заметим, что именно применение внутриимпульсной модуляции, расширяющей спектр сигнала, и специальных методов кодирования, делающих сигналы ортогональными (квазиортогональными) во временной области, позволяет разделить ортогонально поляризованные сигналы при приеме.

Для извлечения амплитудных и фазовых признаков, связанных с поляризационными особенностями объектов наблюдения, в дополнение к типовым радиолокационным характеристикам в МРЛС измеряются три

© Костров В. В., Макаров В. П., Храмов К. К., 2024

поляриметрические переменные: дифференциальная отражательная способность, дифференциальная фаза и коэффициент взаимной корреляции между ортогонально поляризованными эхосигналами [1–3]. В то же время радиоволны предполагают пространственное описание, поэтому более естественным будет подход к рассмотрению сигналов как комплексных векторных, в том числе и в МРЛС. Вопросам обработки векторных радиосигналов в полнополяризационных МРЛС и разработки способов и устройств измерения поляризационной матрицы рассеяния посвящено достаточно большое количество публикаций, например [5–8]. Основное внимание в них уделяется использованию зондирующих радиосигналов на разных несущих частотах либо согласованных друг с другом фазокодоманипулированных сигналов, в том числе кодированных бинарными дополнительными последовательностями. Вместе с тем благодаря ряду преимуществ в радиолокационной технике широко используются радиосигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Так, в работе [9] был предложен метод обнаружения целей, в котором используются зондирующие ЛЧМ сигналы с возможностью гибкого поимпульсного изменения параметров в ортогональных поляризационных каналах (модуляция параметров поляризации).

Целью работы является анализ алгоритма обработки квазиортогональных ЛЧМ сигналов для извлечения поляризационной информации в полнополяризационных МРЛС и результатов такой обработки.

Алгоритм формирования элементов поляризационной матрицы рассеяния

Рассмотрим алгоритм формирования элементов поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) при использовании полного поляризационного зондирования. Допустим, что канал с горизонтальной поляризацией возбуждается импульсным сигналом $\dot{E}_{1i}$, а канал с вертикальной поляризацией – сигналом $\dot{E}_{2i}$ (рис. 1). Эти сигналы являются ортогональными (квазиортогональными).

Представим комплексные сигналы $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$ на входах ортогональных приемных каналов как функции элементов ПМР:

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= \dot{s}_{11}\dot{E}_{1i} + \dot{s}_{12}\dot{E}_{2i}, \\ \dot{E}_2 &= \dot{s}_{21}\dot{E}_{1i} + \dot{s}_{22}\dot{E}_{2i}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\dot{s}_{11}\dot{E}_{1i}$, $\dot{s}_{22}\dot{E}_{2i}$ – составляющие сигналов $\dot{E}_{1i}$ и $\dot{E}_{2i}$, излученные и принятые в одноименных плоскостях поляризации; $\dot{s}_{21}\dot{E}_{1i}$, $\dot{s}_{12}\dot{E}_{2i}$ – составляющие сигналов $\dot{E}_{1i}$ и $\dot{E}_{2i}$, излученные и принятые в перекрестных плоскостях поляризации; $\dot{s}_{11}$, $\dot{s}_{12}$, $\dot{s}_{21}$, $\dot{s}_{22}$ – элементы поляризационной матрицы рассеяния (ПМР).

Для выделения элементов ПМР подвергнем сигналы каждого ортогонального приемного канала согласованной фильтрации с одним из излученных ортогональных по структуре радиосигналов. Операцию согласованной фильтрации в общем случае можно представить как свертку двух сигналов U_1 и U_2:

$$z(t) = \int U_1(t)\, U_2(x - t)dt.$$

В этом случае приемник будет содержать четыре согласованных фильтра (СФ), сигналы на выходах которых запишутся в виде

$$\begin{aligned} \dot{z}_{11} &= \dot{E}_1 \otimes \dot{E}_{1i} = (\dot{s}_{11}\dot{E}_{1i} + \dot{s}_{12}\dot{E}_{2i})\dot{E}_{1i} = \dot{s}_{11}\dot{E}_{1i} \otimes \dot{E}_{1i} + \dot{s}_{12}\dot{E}_{2i} \otimes \dot{E}_{1i} = \dot{s}_{11}\dot{r}_{11} + \dot{s}_{12}\dot{r}_{21}; \\ \dot{z}_{12} &= \dot{E}_1 \otimes \dot{E}_{2i} = (\dot{s}_{11}\dot{E}_{1i} + \dot{s}_{12}\dot{E}_{2i})\dot{E}_{2i} = \dot{s}_{11}\dot{E}_{1i} \otimes \dot{E}_{2i} + \dot{s}_{12}\dot{E}_{2i} \otimes \dot{E}_{2i} = \dot{s}_{11}\dot{r}_{12} + \dot{s}_{12}\dot{r}_{22}; \\ \dot{z}_{21} &= \dot{E}_2 \otimes \dot{E}_{1i} = (\dot{s}_{21}\dot{E}_{1i} + \dot{s}_{22}\dot{E}_{2i})\dot{E}_{1i} = \dot{s}_{21}\dot{E}_{1i} \otimes \dot{E}_{1i} + \dot{s}_{22}\dot{E}_{2i} \otimes \dot{E}_{1i} = \dot{s}_{21}\dot{r}_{11} + \dot{s}_{22}\dot{r}_{21}; \\ \dot{z}_{22} &= \dot{E}_2 \otimes \dot{E}_{2i} = (\dot{s}_{21}\dot{E}_{1i} + \dot{s}_{22}\dot{E}_{2i})\dot{E}_{2i} = \dot{s}_{21}\dot{E}_{1i} \otimes \dot{E}_{2i} + \dot{s}_{22}\dot{E}_{2i} \otimes \dot{E}_{2i} = \dot{s}_{21}\dot{r}_{12} + \dot{s}_{22}\dot{r}_{22}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\otimes$ – обозначение операции свертки; $\dot{r}_{11}$, $\dot{r}_{21}$, $\dot{r}_{12}$, $\dot{r}_{22}$ – автокорреляционные (АКФ) и взаимные корреляционные функции (ВКФ), характеризующие энергию сигналов $\dot{E}_{1i}$ и $\dot{E}_{2i}$.

Решая систему уравнений (2) относительно $\dot{s}_{11}$, $\dot{s}_{12}$, $\dot{s}_{21}$, $\dot{s}_{22}$, получим выражение, описывающее алгоритм нахождения элементов ПМР:

$$\dot{\mathbf{S}} = \frac{1}{\Delta}\begin{Vmatrix} \dot{r}_{22}\dot{z}_{11} - \dot{r}_{21}\dot{z}_{12} & \dot{r}_{11}\dot{z}_{12} - \dot{r}_{12}\dot{z}_{11} \\ \dot{r}_{22}\dot{z}_{21} - \dot{r}_{21}\dot{z}_{22} & \dot{r}_{11}\dot{z}_{22} - \dot{r}_{12}\dot{z}_{21} \end{Vmatrix}, \quad (3)$$

где $\dot{\mathbf{S}} = \begin{Vmatrix} \dot{s}_{11} & \dot{s}_{12} \\ \dot{s}_{21} & \dot{s}_{22} \end{Vmatrix}$; $\Delta = (\dot{r}_{11}\,\dot{r}_{21} - \dot{r}_{12}\,\dot{r}_{21})$ – определитель системы (2).

Вычисленные таким образом значения элементов ПМР являются результатом

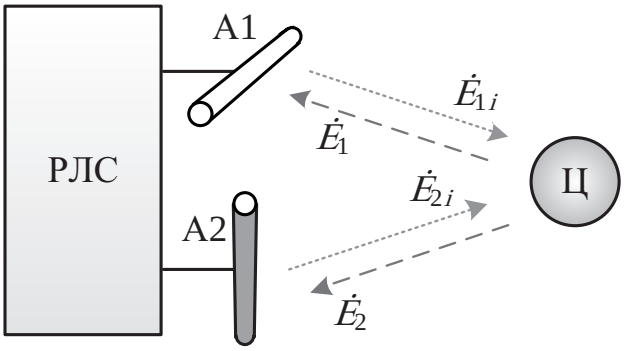


Рис. 1. Принцип полного поляризационного зондирования: РЛС – радиолокационная станция; А1, А2 – ортогональные антенны; Ц – цель

обработки радиосигналов при полнополяриметрическом режиме работы радиолокационной станции.

Алгоритм (3) может быть представлен структурой, приведенной на рисунке 2, где обозначено

$$\dot{\mathbf{R}} = \begin{Vmatrix} \dot{r}_{11} & \dot{r}_{12} \\ \dot{r}_{21} & \dot{r}_{22} \end{Vmatrix}.$$

Моделирование алгоритма нахождения элементов ПМР при использовании квазиортогональных ЛЧМ импульсов

Выполним моделирование алгоритма нахождения элементов ПМР при следующих исходных данных:

- зондирующие сигналы $\dot{E}_{1i}$ и $\dot{E}_{2i}$: квазиортогональные по структуре ЛЧМ импульсы (имеющие противоположные знаки изменения частоты), излучаемые одновременно на ортогональных поляризациях на одной частоте [4];
- параметры ЛЧМ импульсов: длительность T = 40 мкс, база сигнала B = 2000;
- амплитуды излучаемых сигналов приняты равными единице, а начальные фазы – равными нулю;
- комплексные сигналы $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$ на входах ортогональных приемных каналов представим в виде

$$\dot{E}_1 = \dot{e}_{11} + \dot{e}_{12};$$
$$\dot{E}_2 = \dot{e}_{21} + \dot{e}_{22},$$

где $\dot{e}_{11}$ и $\dot{e}_{22}$ – сигналы, излученные и принятые в одной и той же поляризации (соответственно горизонтальной и вертикальной); $\dot{e}_{12}$ и $\dot{e}_{21}$ – кросс-поляризационные компоненты сигналов.

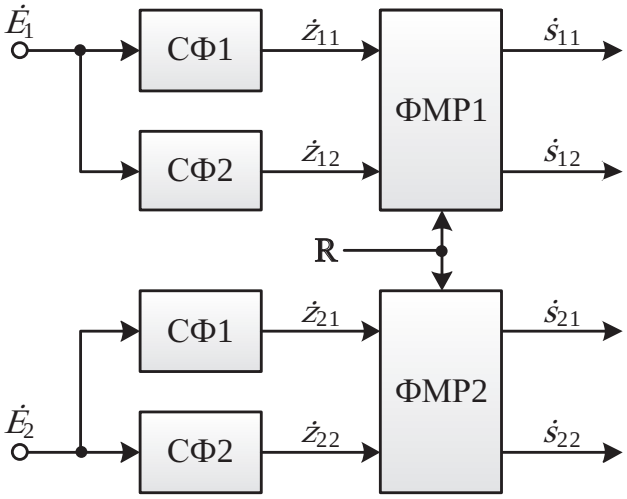


Рис. 2. Структура приемных каналов для нахождения ПМР: СФ1, СФ2 – согласованные фильтры; ФМР1, ФМР2 – формирователи элементов матрицы рассеяния

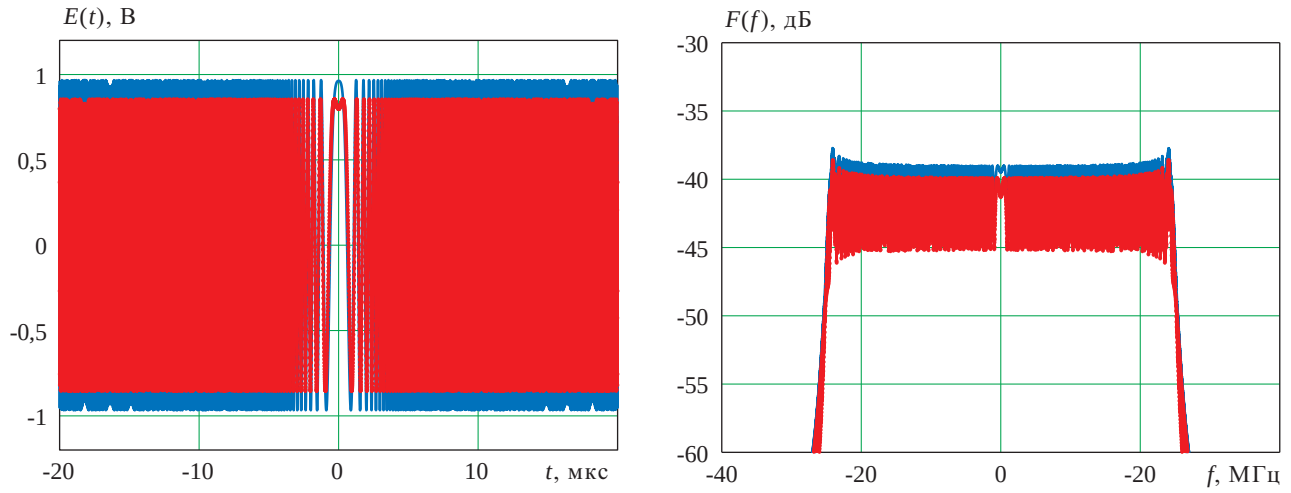
Пусть отраженные от цели сигналы содержат компоненты основных и перекрестных поляризаций и фазовые сдвиги такие, что комплексные огибающие сигналов на входах ортогональных приемных каналов равны

$$\dot{e}_{11} = 0{,}9\exp(j10°);\ \dot{e}_{12} = 0{,}1\exp(j40°);$$
$$\dot{e}_{21} = 0{,}2\exp(j15°);\ \dot{e}_{22} = 0{,}7\exp(j30°).$$

При таком воздействии временные зависимости и спектры сигналов на входах приемных каналов имеют вид, приведенный на рисунке 3. Из рисунка видно, что спектры этих сигналов имеют высокий уровень неравномерности в основной полосе, достигающий 5 дБ. Это обусловлено особенностями фазового распределения при сложении частотных компонентов ЛЧМ импульсов с противоположными законами изменения частоты.

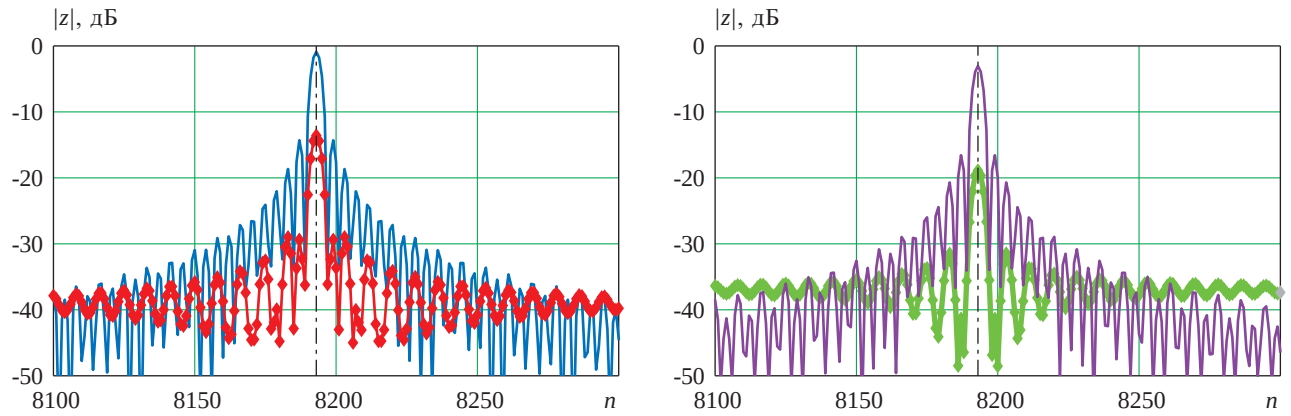
На рисунке 4 показаны зависимости модулей, а на рисунке 5 – фаз сигналов $\dot{z}_{11}$, $\dot{z}_{12}$, $\dot{z}_{21}$ и $\dot{z}_{22}$ от номера отсчета n. Из этих графиков следует, что в общем случае отклики согласованных фильтров имеют сложный характер и являются функциями АКФ и ВКФ квазиортогональных ЛЧМ сигналов. При этом максимальные значения откликов соответствуют отсчету $n = N$, где N – количество отсчетов импульса.

В результате моделирования были получены следующие значения модулей и аргументов сигналов при $n = N$:



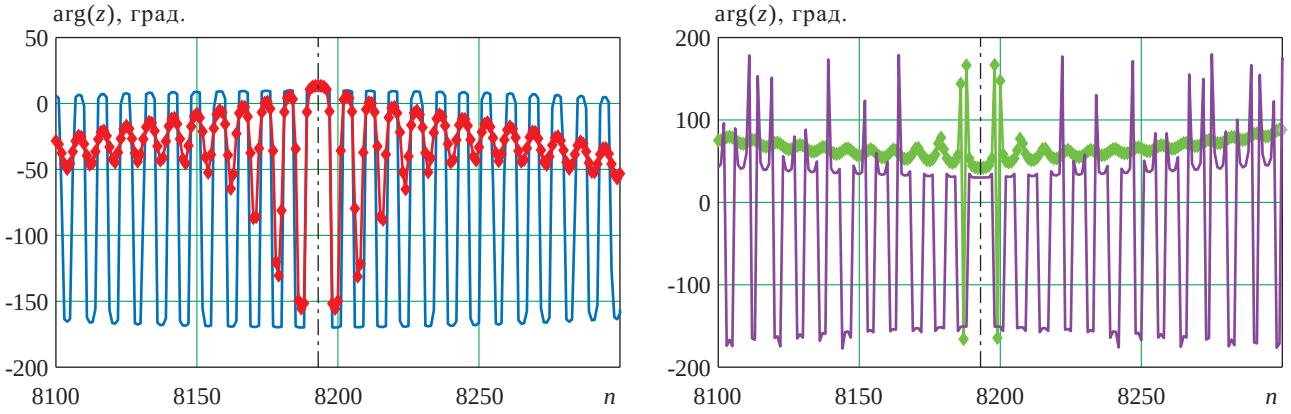
а б

Рис. 3. Действительные части сигналов $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$ (а) и их спектры (б)
— E_1; — E_2



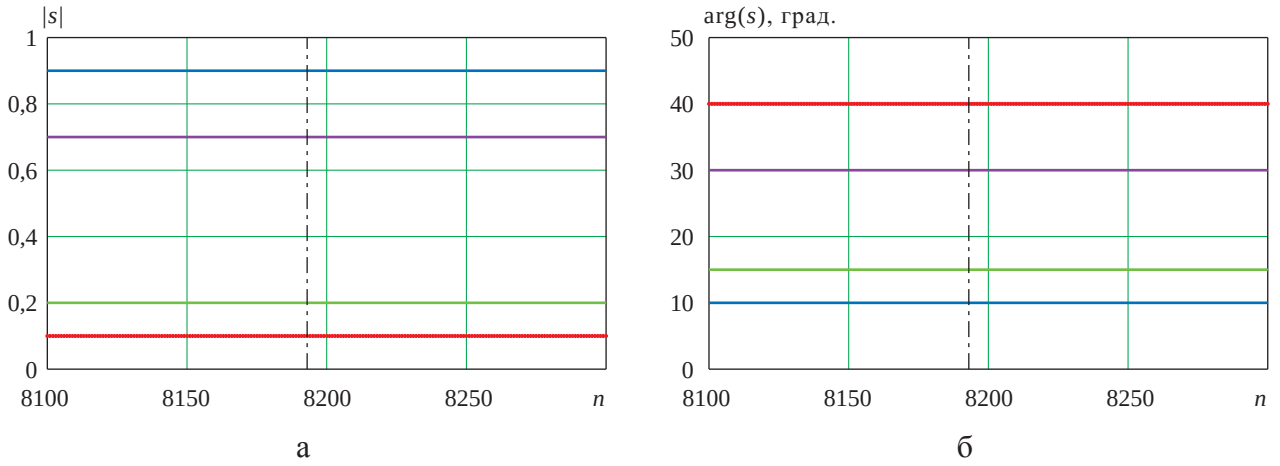
а б

Рис. 4. Сигналы $|\dot{z}_{11}|$, $|\dot{z}_{21}|$ (а) и $|\dot{z}_{12}|$, $|\dot{z}_{22}|$ (б) в окрестностях точки $n = N$
— z_{11}; — z_{21}; — N; — z_{12}; — z_{22}



а б

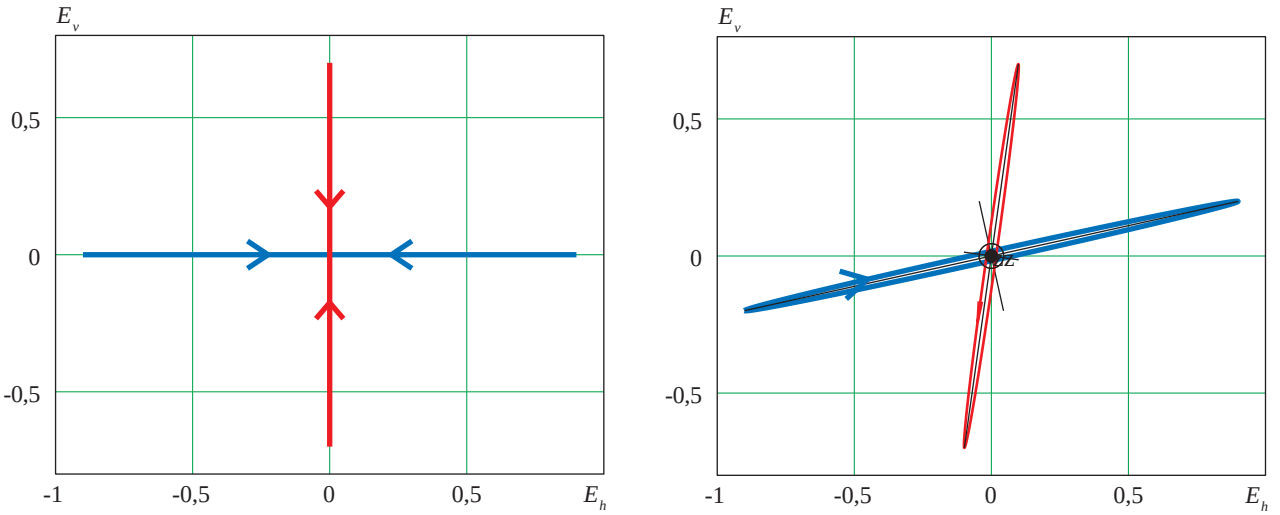
Рис. 5. Фазы сигналов $\dot{z}_{11}$, $\dot{z}_{21}$ (а) и $\dot{z}_{12}$, $\dot{z}_{22}$ (б) в окрестностях точки $n = N$
— z_{11}; — z_{21}, — N, — z_{12}; — z_{22}



а б

Рис. 6. Зависимости модулей (а) и фаз (б) сигналов на выходе блока ФМР от n

– s_{11}; – s_{12}, – s_{21}; – s_{22}; – N



а б

Рис. 7. Поляризационные эллипсы излученных (а) и принятых (б) сигналов

- на выходе блока СФ

$|\dot{z}_{11}| = 0{,}9$; $\arg(\dot{z}_{11}) = 10°$;
$|\dot{z}_{12}| = 0{,}11$; $\arg(\dot{z}_{12}) = 42°$;
$|\dot{z}_{21}| = 0{,}21$; $\arg(\dot{z}_{21}) = 14°$;
$|\dot{z}_{22}| = 0{,}7$; $\arg(\dot{z}_{22}) = 30°$.

- на выходе блока ФМР

$|\dot{s}_{11}| = 0{,}9$; $\arg(\dot{s}_{11}) = 10°$;
$|\dot{s}_{12}| = 0{,}1$; $\arg(\dot{s}_{12}) = 40°$;
$|\dot{s}_{21}| = 0{,}2$; $\arg(\dot{s}_{21}) = 15°$;
$|\dot{s}_{22}| = 0{,}7$; $\arg(\dot{s}_{22}) = 30°$.

Зависимости модулей и фаз элементов ПМР от n, полученные по выражению (3), показаны на рисунке 6. Из графиков следует, что для рассматриваемого идеализированного случая значения $|\dot{s}_{11}|$, $|\dot{s}_{12}|$, $|\dot{s}_{21}|$ и $|\dot{s}_{22}|$ являются неизменными при любых n.

Для приведенных значений элементов ПМР могут быть найдены векторы Стокса принятых сигналов [6]:

$$\vec{S}^{\langle 1\rangle} = [S_0^{\langle 1\rangle} \;\; S_1^{\langle 1\rangle} \;\; S_2^{\langle 1\rangle} \;\; S_3^{\langle 1\rangle}]^T = [0{,}850 \;\; 0{,}770 \;\; 0{,}359 \;\; 0{,}031]^T,$$
$$\vec{S}^{\langle 2\rangle} = [S_0^{\langle 2\rangle} \;\; S_1^{\langle 2\rangle} \;\; S_2^{\langle 2\rangle} \;\; S_3^{\langle 2\rangle}]^T = [0{,}500 \;\; 0{,}480 \;\; 0{,}138 \;\; 0{,}024]^T.$$

Полученные коэффициенты свидетельствуют об эллиптической поляризации обоих сигналов и позволяют вычислить параметры поляризационных эллипсов:

- углы эллиптичности $\alpha^{\langle 1\rangle} = 1{,}05°$; $\alpha^{\langle 2\rangle} = 1{,}38°$;
- коэффициенты эллиптичности $k^{\langle 1\rangle} = -34{,}8$ дБ; $k^{\langle 2\rangle} = -32{,}4$ дБ;
- углы ориентации эллипсов $\beta^{\langle 1\rangle} = 12{,}5°$; $\beta^{\langle 2\rangle} = 8°$.

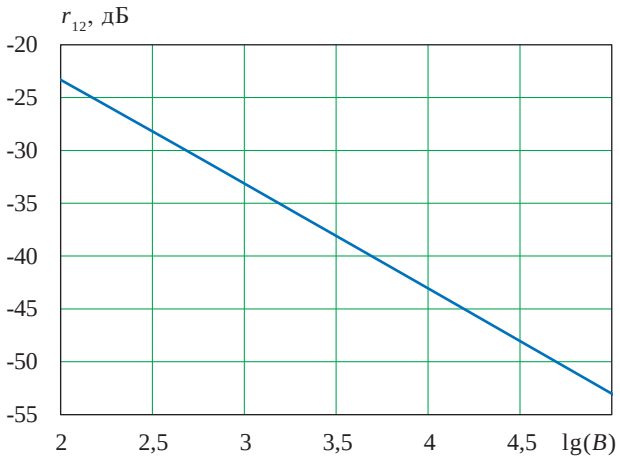


Рис. 8. Зависимость относительного уровня ВКФ от логарифма базы ЛЧМ сигнала

Поляризационные эллипсы моделируемых излученных $\dot{E}_{1i}$, $\dot{E}_{2i}$ и принятых $\dot{E}_1$, $\dot{E}_2$ сигналов приведены на рисунке 7. Анализ эллипсов подтверждает, что ортогональные линейно поляризованные зондирующие сигналы приобрели эллиптическую поляризацию и изменили плоскость поляризации.

Таким образом, при использовании квазиортогональных по структуре ЛЧМ импульсов, излучаемых одновременно на ортогональных поляризациях, значения полученных элементов ПМР отражают поляризационные свойства цели и характеризуют ее эффективную площадь рассеяния.

Следует добавить, что для обеспечения инвариантности алгоритма (3) к дальности до цели необходимо применять нормировку элементов ПМР относительно уровня одного из элементов, например $\dot{s}_{11}$ или $\dot{s}_{12}$.

На основании приведенных выше результатов была получена зависимость относительного уровня взаимной корреляции $\dot{r}_{12} = \dot{r}_{21}$ двух ЛЧМ сигналов с противоположными знаками изменения частоты от величины базы этих сигналов (рис. 8). Эта зависимость позволяет предъявить пороговые требования к степени подавления взаимных корреляционных помех в приемных каналах.

Моделирование алгоритма нахождения элементов ПМР при наличии шума

Выполним анализ работы рассмотренного выше алгоритма нахождения элементов ПМР для случая использования одного зондирующего ЛЧМ импульса с линейной горизонтальной поляризацией при условии отсутствия кросс-поляризации отраженного сигнала и наличии шума. При этом отношение «сигнал – шум» по мощности на входе системы обработки зададим выражением

$$q = \frac{A_0^2}{2\sigma_0^2} N,$$

где A_0 – амплитуда сигнала; N – количество отсчетов сигнала; σ_0 – среднеквадратическое отклонение шума с нормальным распределением.

Зададимся базой ЛЧМ сигнала $B = 2000$, отношением «сигнал – шум» $q = 30$ дБ и получим значение амплитуды входного сигнала $A_0 = 0{,}49$.

На рисунке 9 приведены зависимости модулей сигналов $\dot{z}_{11}$, $\dot{z}_{12}$, $\dot{z}_{21}$ и $\dot{z}_{22}$ от n. Условие

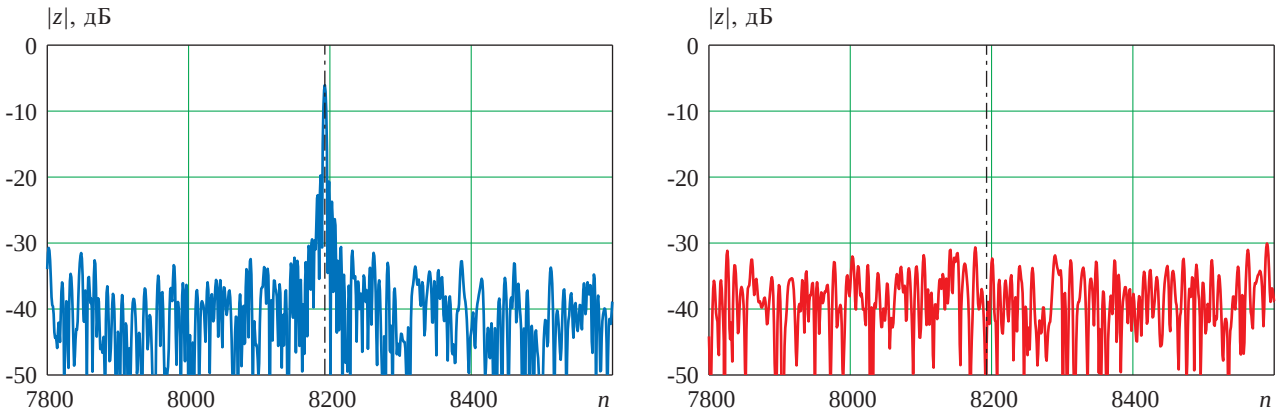
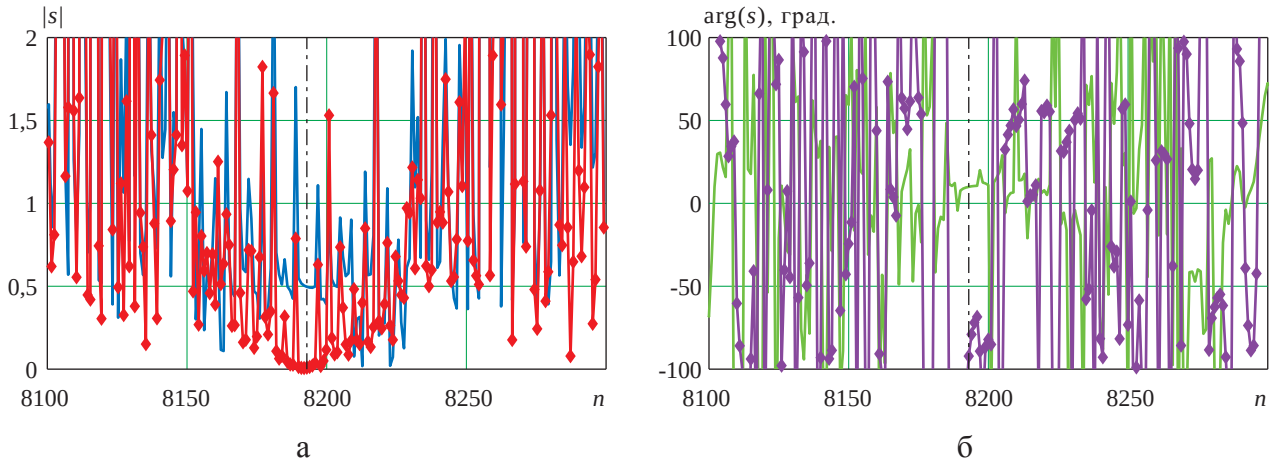


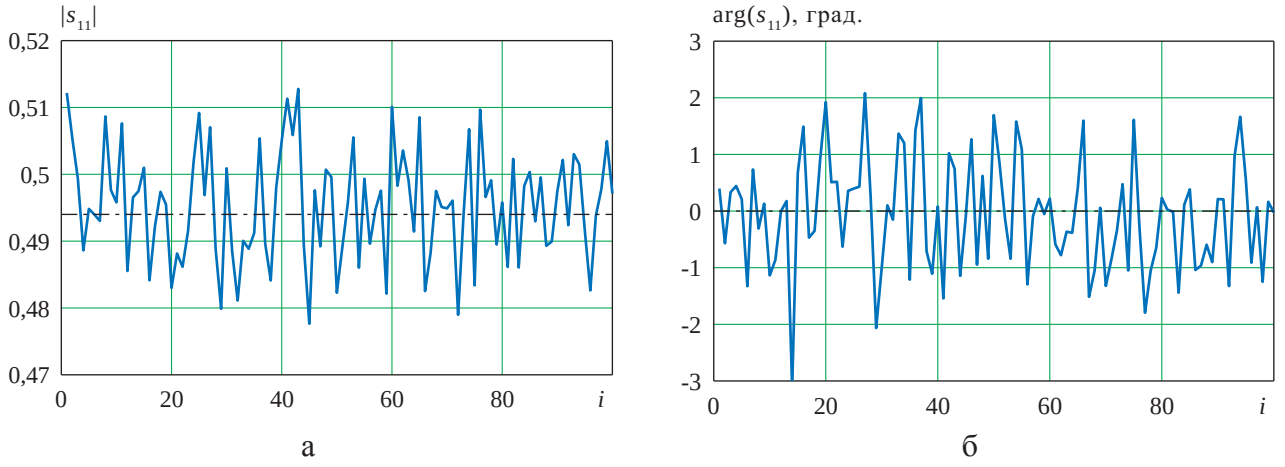
Рис. 9. Сигналы $|\dot{z}_{11}|$ (а) и $|\dot{z}_{12}|$ (б) на выходах СФ1 и СФ2
– z_{11}; – z_{12}; – N



а б

Рис. 10. Зависимости модулей (а) и фаз (б) сигналов на выходах ФМР1 от n

– s_{11}; – s_{12}, – N, – s_{21}; – s_{22}



а б

Рис. 11. Значения модулей (а) и фаз (б) элемента $\dot{s}_{11}$ при q = 30 дБ для различных реализаций i случайного процесса

отсутствия перекрестной поляризации позволяет считать, что величины $\dot{z}_{21}$, $\dot{z}_{22}$ и $\dot{s}_{21}$, $\dot{s}_{22}$ равны нулю.

Для одной реализации случайного процесса были получены следующие значения модулей и аргументов сигналов в точке $n = N$

- на выходе блока СФ:

$$|\dot{z}_{11}| = 0{,}49; \quad \arg(\dot{z}_{11}) = 1{,}3°;$$
$$|\dot{z}_{12}| = 0{,}011; \quad \arg(\dot{z}_{12}) = 37°;$$

- на выходе блока ФМР:

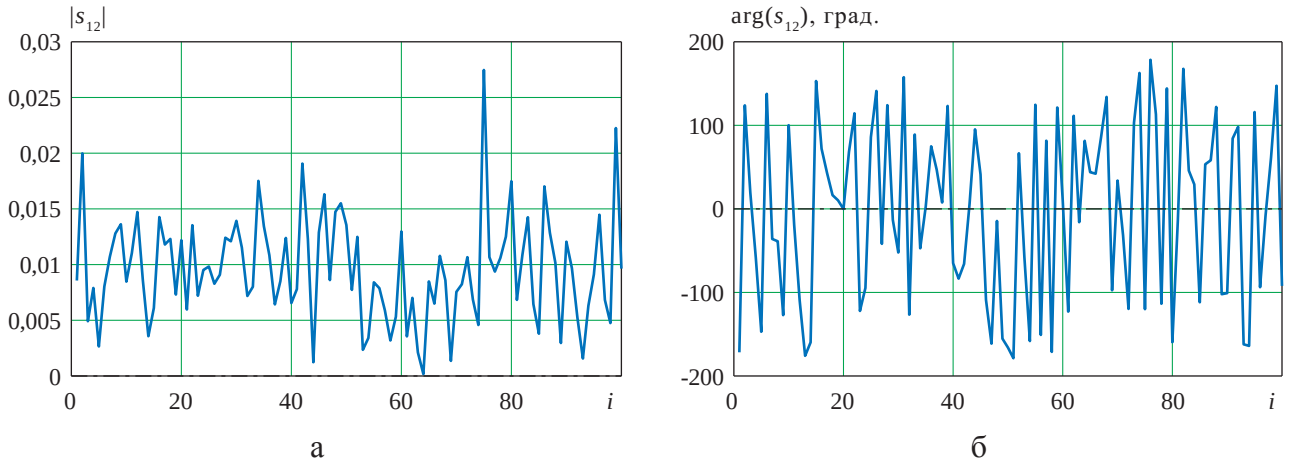
$$|\dot{s}_{11}| = 0{,}494; \quad \arg(\dot{s}_{11}) = 1{,}3°;$$
$$|\dot{s}_{12}| = 0{,}0041; \quad \arg(\dot{s}_{12}) = 18°.$$

Очевидно, что наличие шума повлияло на амплитуду и особенно на фазу откликов на выходах согласованных фильтров и формирователей ПМР.

Значения модулей и фаз элементов ПМР как функции номера отсчета n приведены на рисунке 10. Эти зависимости показывают, что при наличии шума на входе приемника значения сигналов на выходах ФМР не являются постоянными величинами, как это наблюдалось на рисунке 6, а меняются в достаточно широких пределах при изменении n. Значения элементов ПМР, соответствующие поляризационным параметрам цели, сохраняются лишь непосредственно в окрестностях точки $n = N$ (в пределах основного лепестка корреляционной функции).

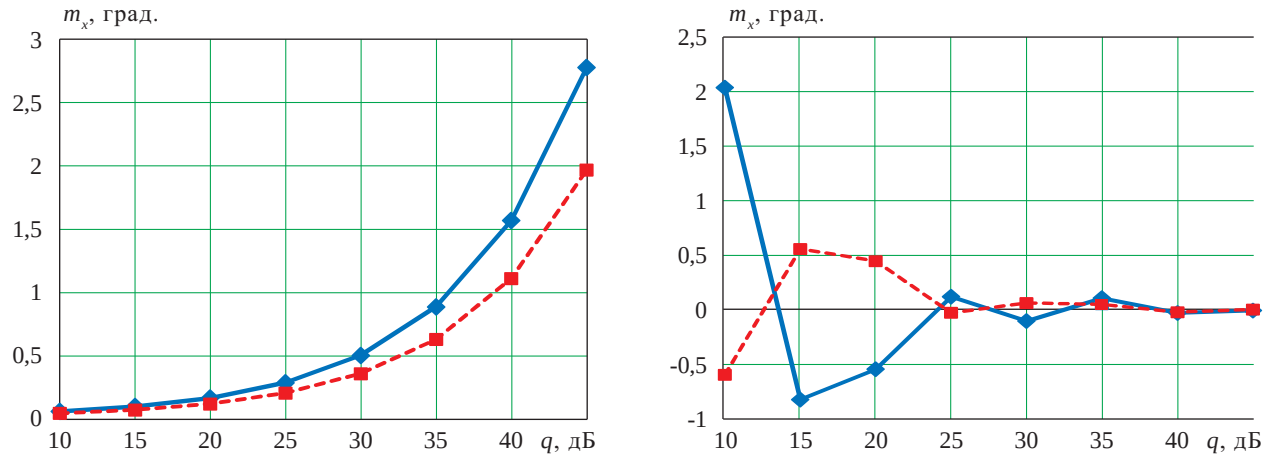
Выясним характер изменений значений модулей и фаз элементов ПМР, для чего выполним статистическое моделирование работы алгоритма нахождения элементов ПМР для 100 реализаций случайного процесса при отношении «сигнал – шум», равном q = 30 дБ.

На рисунке 11 приведены графики изменения значений модулей и фаз элемента $\dot{s}_{11}$ при q = 30 дБ для различных реализаций случайного процесса. Аналогичные зависимости,



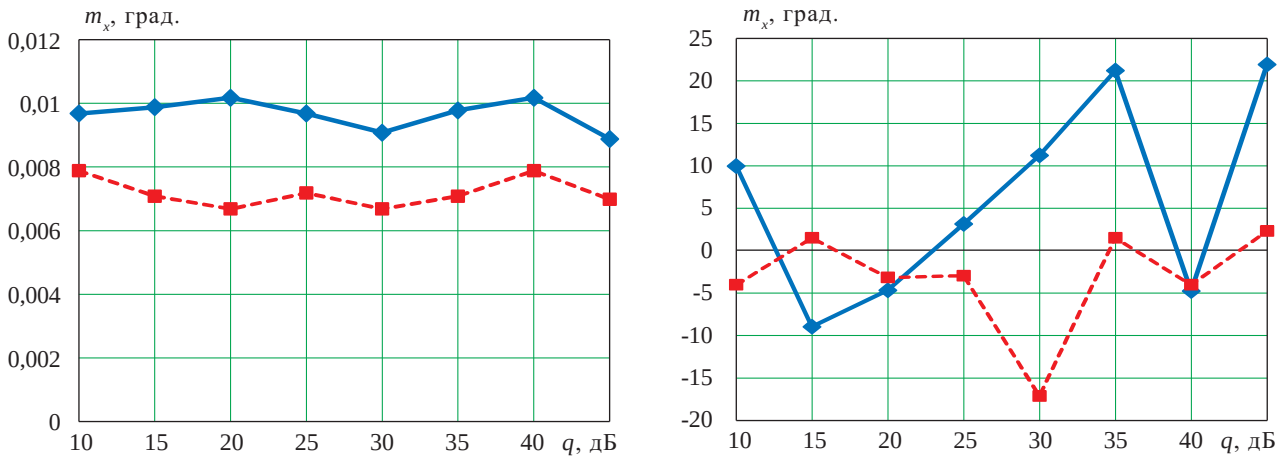
а б

Рис. 12. Значения модулей (а) и фаз (б) элемента $\dot{s}_{12}$ при q = 30 дБ для различных реализаций i случайного процесса



а б

Рис. 13. Зависимости средних значений модулей (а) и фаз (б) элемента $\dot{s}_{11}$ от q при различных B
– B = 2000; – B = 4000



а б

Рис. 14. Зависимости средних значений модулей (а) и фаз (б) элемента $\dot{s}_{12}$ от q при различных B
– B = 2000; – B = 4000

полученные для параметра $\dot{s}_{12}$, приведены на рисунке 12. Пунктирной линией на графиках обозначено ожидаемое значение элемента. Анализ приведенных графиков позволяет сделать ряд выводов: при увеличении амплитуды A_0 закон изменения значений $|\dot{s}_{11}|$ стремится к нормальному; изменение значений фазы $\arg(\dot{s}_{11})$ имеет нормальное распределение;

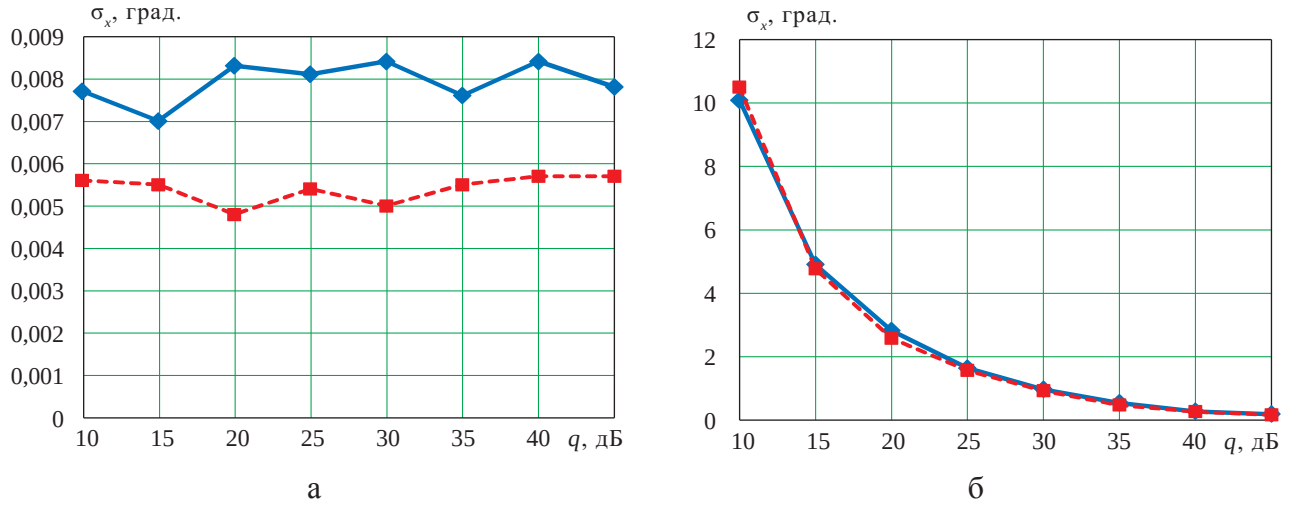


Рис. 15. Зависимости СКО модулей (а) и фаз (б) элемента $\dot{s}_{11}$ от q при различных B
– B = 2000; – B = 4000

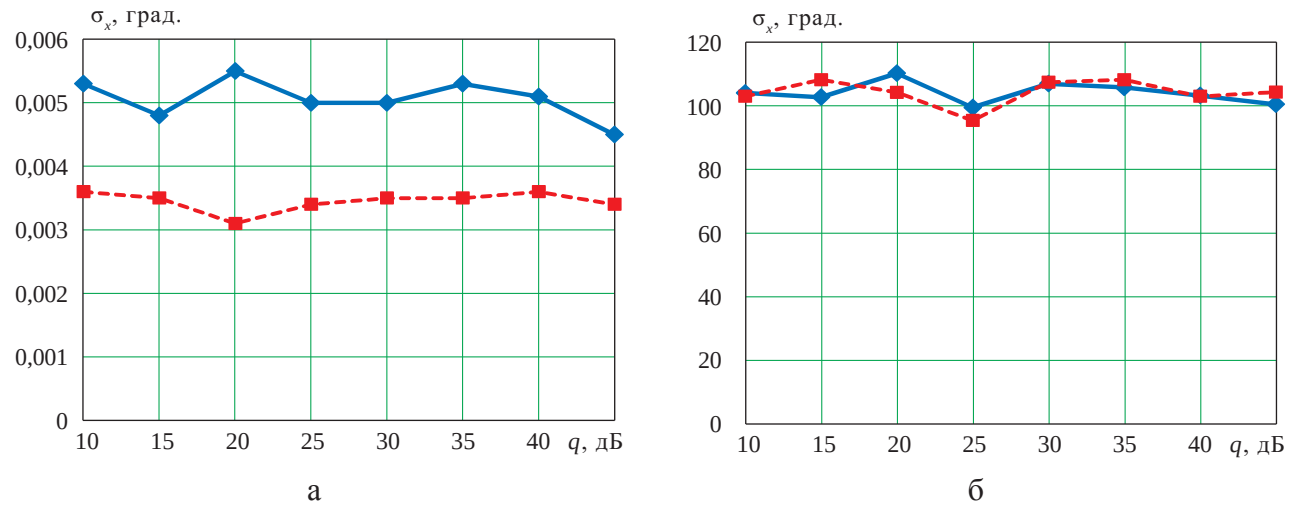


Рис. 16. Зависимости СКО модулей (а) и фаз (б) элемента $\dot{s}_{12}$ от q при различных B
– B = 2000; – B = 4000

закон изменения значений $|\dot{s}_{12}|$ приближается в релеевскому; изменение значений фазы $\arg(\dot{s}_{12})$ имеет равномерное распределение.

Интерес также представляет исследование рассматриваемого алгоритма нахождения элементов ПМР при изменении базы B ЛЧМ сигнала.

На рисунках 13 и 14 приведены зависимости средних значений модулей и фаз элементов $\dot{s}_{11}$ и $\dot{s}_{12}$, построенные от отношения «сигнал – шум» q (дБ) при $B = 2000$ и $B = 4000$. Полученные зависимости оценки $|s_{11}|$ от отношения «сигнал – шум» соответствуют теоретически ожидаемым $m_x = \sqrt{2q\sigma_0^2 / N}$ (рис. 13а). Из графиков рисунка 13б следует, что оценки фазы элемента $\dot{s}_{11}$ при значении q меньше 15–20 дБ могут иметь смещение до 2°, которое вносит статистическую ошибку в оценку ПМР. Однако при дальнейшем увеличении q смещенность оценок уменьшается и оценки фазы сходятся к ожидаемой величине $\arg(\dot{s}_{11})$. Что касается оценки модуля $|s_{12}|$, то в среднем они сходятся к своим истинным значениям (рис. 14а), но среднее значение оценки фазы элемента $\dot{s}_{12}$, как следует из рисунка 14б, не зависит от отношения «сигнал – шум» и находится в пределах ±20°.

Зависимости среднеквадратических отклонений (СКО) оценок модулей и фаз элементов $\dot{s}_{11}$ и $\dot{s}_{12}$ представлены на рисунках 15 и 16. Поведение ненормированных значений СКО модулей элементов ПМР примерно одинаковое (рис. 15а и 16а), а вот зависимости СКО оценок фазы существенно отличаются. СКО оценки фазы когерентного элемента $\dot{s}_{11}$ (рис. 15*б*) уменьшается обратно пропорционально

отношению «сигнал – шум» по напряжению. Среднеквадратическое значение фазы элемента $\dot{s}_{12}$ (рис. 16*б*) не зависит от *q* и *B*, поскольку фаза – случайный процесс с равномерным распределением. Теоретическое значение СКО определяется выражением $\sigma_x = \delta / \sqrt{12} = 2\pi / \sqrt{12} \approx 104°$, где $\delta = 2\pi$ – диапазон значений фазы при равномерном законе распределения случайной величины. Это значение совпадает с полученным в статистическом эксперименте (рис. 16*б*).

Если перейти к нормированным зависимостям для модулей элементов ПМР от отношения «сигнал – шум» *q*, то получим, что средние значения оценки $|\dot{s}_{12}|$, СКО оценок $|\dot{s}_{11}|$ и $|\dot{s}_{12}|$ не зависят от базы ЛЧМ сигнала и изменяются обратно пропорционально отношению «сигнал – шум» по напряжению.

Заключение

Рассмотрен алгоритм обработки квазиортогональных по структуре ЛЧМ импульсов (имеющих противоположные знаки изменения частоты), излучаемых одновременно на ортогональных поляризациях на одной частоте, для извлечения поляризационной информации. Получены графики модулей и фаз элементов поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) как функции номера отсчета принятого сигнала, а также зависимость относительного уровня взаимной корреляции квазиортогональных ЛЧМ сигналов, которая позволяет предъявить пороговые требования к степени подавления взаимных корреляционных помех в приемных каналах. Исследования также показали, что нормированные зависимости средних значений оценки элементов $|\dot{s}_{12}|$ и среднеквадратических отклонений оценки элементов $|\dot{s}_{11}|$ и $|\dot{s}_{12}|$ уменьшаются пропорционально отношению «сигнал – шум» по напряжению и не зависят от базы ЛЧМ сигнала.

Исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда № 23-29-10114 (https://rscf.ru/project/23-29-10114/)

Список литературы

1. Ryzhkov A., et al. Weather applications of dual-polarization radars // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2016. № 2. С. 28–33.

2. Ryzhkov A. V., Zrnic D. S. Radar Polarimetry for Weather Observations. Springer, Switzerland, 2019. 497 p.

3. Salazar J. L., et al. An Ultra-Fast Scan C-band Polarimetric Atmospheric Imaging Radar (PAIR) // IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology (PAST). October 15–18, 2019, Waltham, MA USA. P.1–5.

4. Костров В. В., Храмов К. К. Организация поляриметрических режимов съемки в радиолокаторах с синтезированной апертурой космического базирования // Всероссийские открытые Армандовские чтения: Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн: мат-лы Всеросс. откр. науч. конф. Муром: МИ ВлГУ, 2023. С. 283–293.

5. Канарейкин Д. Б., Павлов М. В., Потехин В. А. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Советское радио, 1966. 440 с.

6. Татаринов В. Н., Татаринов С. В., Лигтхарт Л. П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Т. 1. Поляризация плоских электромагнитных волн и ее преобразования. Томск: Изд-во Том. ун-та, 2006. 380 с.

7. Патент № 2638559, Российская Федерация, МПК G01S 13/00 (2006.01), G01S 7/41 (2006.01). Способ измерения поляризационной матрицы рассеяния объекта с компенсацией искажений: № 2017103707: заявл. 03.02.2017: опубл. 01.12.2017 / Андросов В. В., Ермаков А. А., Кривченков Д. Н., Татарников С. Ю.; заявитель АО «ГРПЗ». 7 с.

8. Патент № 2695077, Российская Федерация, МПК G01S 13/52 (2006.01). Способ и устройство обработки векторных радиосигналов в полнополяризационных радиолокационных станциях: № 2019102649: заявл. 30.01.2019: опубл. 19.07.2019 / заявители и патентообладатели Рогов И. В., Скрябин Д. А., Зюзин А. В. и др. – 12 с.

9. Lizhong S., Qun W., Yinan M. Target Detection Method of the LFM Radar Signal with Multiple Polarization Agility. 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications. Hangzhou, China. 2007. P. 1186–1190.

Об авторах

Костров Виктор Васильевич – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиотехники Муромского института (филиала) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени А. Г. и Н. Г. Столетовых», Муром, Российская Федерация.
Область научных интересов: оценочно-корреляционная обработка сигналов, радиотехнические измерительные приборы, цифровая обработка сигналов, цифровые радиоприемные устройства.

Макаров Вячеслав Петрович – кандидат технических наук, заместитель главного конструктора АО «НПО Лавочкина», Химки, Московская область, Российская Федерация.
Область научных интересов: радиотехнические измерительные системы, распознавание образов, теория обнаружения, классификация сигналов.

Храмов Константин Константинович – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиотехники Муромского института (филиала) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени А. Г. и Н. Г. Столетовых», Муром, Российская Федерация.
Область научных интересов: поляризация сигналов, радиопередающие устройства, синтезаторы частоты, цифровая обработка сигналов.

Estimation of the polarization scattering matrix using quasi-orthogonal probing LFM signals

Kostrov V. V.[1], Makarov V. P.[2], Khramov K. K.[1]

[1] *Murom Institute (branch) of Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs, Murom, Russian Federation*

[2] *Lavochkin Association, JSC, Khimki, Russian Federation*

The article shows the applicability of orthogonal (quasi-orthogonal) radio signals for measuring the polarization scattering matrix (PSM) in the full-polarization radar operation mode. An algorithm for estimating PSM elements has been developed with its model built using two signals with linear frequency modulation (LFM) and opposite signs of the frequency change rate. The simulation results have shown that to ensure polarization isolation between signals of 30–35 dB, probing LFM signals with the time-bandwidth products of more than 1000–2000 are required. The results of statistical modeling in the additive noise environment are presented and analyzed, which have revealed an improved PSM elements estimation accuracy at a higher signal-to-noise ratio and its time-bandwidth product invariance.

Keywords: weather radar, polarization, polarization scattering matrix, polarimetry, LFM signal, signal processing, matched filtering

Information about the authors

Kostrov Viktor Vasilievich – Doctor of Engineering Sciences, Professor, Professor of Radio Engineering Department, Murom Institute (branch) of Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs, Murom, Russian Federation.
Research interests: estimation and correlation signal processing, radio signal measuring instruments, digital signal processing, digital radio receivers.

Makarov Vyacheslav Petrovich – Candidate of Engineering Sciences, Deputy Chief Designer, Lavochkin Association JSC, Khimki, Russian Federation.
Research interests: radio signal measuring instruments, pattern recognition, detection theory, signal classification.

Khramov Konstantin Konstantinovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Associate Professor of Radio Engineering Department, Murom Institute (branch) of Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs, Murom, Russian Federation.
Research interests: signal polarization, radio transmitting devices, frequency synthesizers, digital signal processing.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-14-22
УДК 621.396.96

Радиофотоника в пассивных системах построения изображений миллиметрового диапазона

А. В. Мороз

АО «Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца», Москва, Российская Федерация

В обзоре показано первое успешное применение радиофотоники в пассивной радиометрии миллиметрового диапазона, которое открывает перспективу гармоничной интеграции радиофотонных радиометров миллиметровых волн с оптическими средствами построения изображений видимого и инфракрасного диапазонов на основе высококачественной оптической фотодетекторной матрицы.

Ключевые слова: оптика, радиометрия, комплексификация изображений, модуляция, оптоэлектронное преобразование с подавлением несущей, матрица фотодетекторов

Для цитирования: Мороз А. В. Радиофотоника в пассивных системах построения изображений миллиметрового диапазона // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023. № 4. С. 14–22. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-14-22

For citation: Moroz A. V. Microwave photonics in passive millimeter-wave imaging systems // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2023. No. 4. P. 14–22. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-14-22

Поступила 22.11.2023 *Отрецензирована* 23.11.2023 *Одобрена* 24.11.2023 *Опубликована* 22.10.2024

Введение

Современная локация характеризуется появлением новых типов объектов наблюдения (целей) – крылатых ракет, БПЛА, наземных пусковых установок, которые обладают небольшими размерами, изготовлены с применением композитных материалов или защитных покрытий и, размещаясь на небольшой высоте, наблюдаются на фоне мощных отражений от земной поверхности. Обслуживание таких целей не вписывается в концепцию локации «чистого неба», представленную в терминах «уравнения дальности». Это предмет локации «приземного слоя», который, по сути, гораздо ближе к технологии получения и обработки изображений, чем сигналов от изолированных «блестящих точек». Принято считать [1], что наиболее адекватный подход здесь – комплексификация данных, полученных от разных типов датчиков (data fusion).

© Мороз А. В., 2024

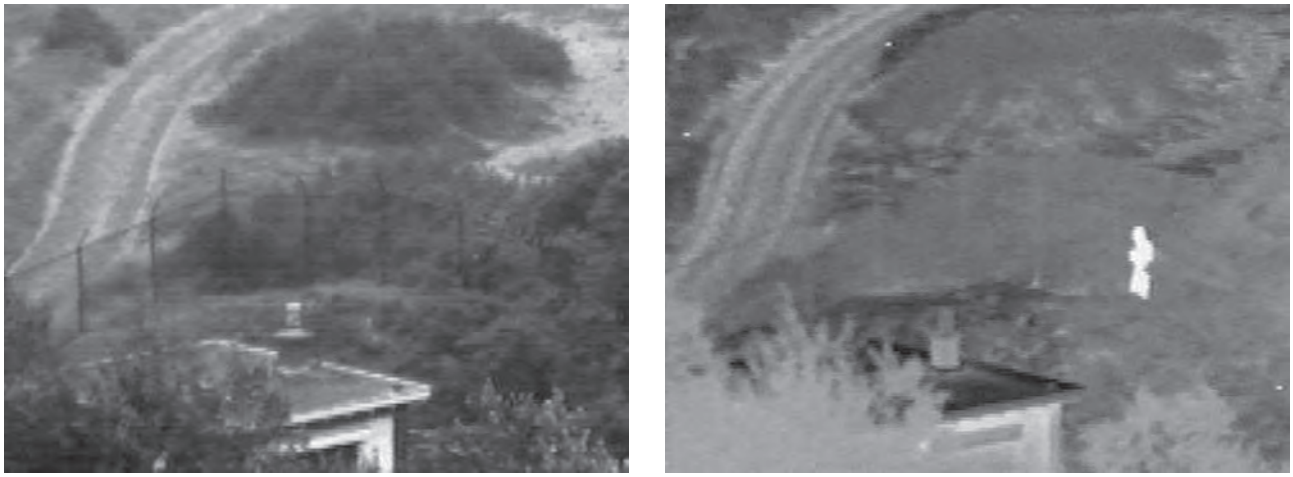
Примером продвинутой комплексификации является совместное использование оптических видимого и ИК диапазонов при дистанционном зондировании (рис. 1).

Актуальна комплексификация оптических диапазонов с диапазоном миллиметровых волн (mmW, частоты 30–300 ГГц). В атмосфере mmW имеют окна прозрачности, затухание в которых мало. Они обладают лучшей проникающей способностью в плохих метеоусловиях (дымка, туман, снег, дождь, пылевые облака, дымовые завесы и другие), т.е. позволяют решать задачи локации приземного слоя в условиях неприменимости оптических датчиков.

Однако различие на несколько порядков в длинах волн mmW по сравнению с оптикой приводит к известным сложностям их комплексификации:

1) «фотоны» mmW на три и более порядка энергетически более слабые, чем оптические;

2) мощность излучения в области mmW от объектов комнатной температуры примерно



а б

Рис. 1. Комплексификация изображений в видимом (слева) и ИК (справа) оптических диапазонах позволяет выявить интересующие детали сцены (объект на правом снимке)

на восемь порядков меньше, чем в максимуме ИК λ ~ 10 мкм. Поэтому в общем случае для получения адекватной чувствительности mmW-радиометра необходимы дополнительные охлаждение и накопление: $NEDT = T / \sqrt{B\tau}$, где T – системная температура, τ – время накопления. Из-за отсутствия mmW детекторных матриц, соизмеримых по качеству с оптическими матрицами, для накопления, как правило, используется сканирование сцены, что увеличивает время построения mmW-изображения по сравнению с «почти мгновенным» в оптических камерах.

Впрочем, если массогабаритные параметры системы и динамика сцены не являются ограничивающими факторами, например в радиоастрономии, то проблем с комплексификацией mmW и оптики нет. Наземная mmW-радиометрия, работающая с крупномасштабными медленно меняющимися сценами, позволяет получать изображения высокого качества с привлечением сканирующих систем с «однопиксельными» детекторами [2] (рис. 2). В Российской Федерации обширные работы по mmW-радиометрии проводились в ИРЭ им. Котельникова [3].

Преодолеть указанную «дисгармонию» mmW и оптики на пути их комплексификации, связанную главным образом со сложностью построения mmW детекторных матриц, удается путем перехода из области радио в область оптики с привлечением базового функционала «радиофотоники» (в англоязычной литературе RF photonics или microwave photonics) – переноса mmW-радиосигнала с несущей радиочастоты на оптическую несущую частоту (UC – upconversion) и обработки полученного сигнала оптическими средствами, в том числе высококачественными оптическими фотодетекторными матрицами. Совершенствование последних идет высокими темпами (например, [4]) (рис. 3).

В самой оптике UC – хорошо известная процедура. Первый эксперимент UC по переводу ИК в видимый диапазон был сделан, по-видимому, в конце 1960-х годов [5] с целью применения для обработки ИК более чувствительных фотодетекторов видимого диапазона. Позже процедура UC использовалась для преобразования фотонов дальнего ИК в ближний ИК, где чувствительность фотодетекторов выше, чтобы специально не разрабатывать детекторы дальнего ИК [6]. Для mmW процедура UC использовалась в телекоммуникациях задолго до радиометрии (технология RoF [7]).

Несмотря на эти успехи UC, вопрос его практической целесообразности для радиометрии mmW оставался далеко не тривиальным, поскольку в дополнение к энергетическому дефициту, отмеченному в пп. 1, 2 выше, существует

3) проблема потерь при преобразовании mmW в оптику и обратно, достигающих -30дБ [8].

Впервые экспериментальное доказательство возможности применения радиофотонной технологии UC для построения



а



б

Рис. 2. Изображение в диапазоне 94 ГГц, полученное радиометром со сканирующей антенной Кассегрена диаметром 1,2 м (а), и соответствующее оптическое изображение (б). Одновременно при сканировании использовалось восемь каналов (лучей) с шумовой температурой T ~ 600 K и полосой пропускания B = 2 ГГц. Время построения одного mmW-кадра τ ~ 10 мин [2]

mmW-изображений было дано в [9, 10] и последующих работах компаний Phase Sensitive Innovations (PSI) и University of Dalavare (UD).

Доказательство возможности решения

Техническое решение основано на использовании электрооптической (ЭО) фазовой модуляции, конвертирующей комплексный (амплитуда и фаза) принимаемый mmW-сигнал в боковые полосы оптической несущей ближнего ИК (λ ~ 1,55 мкм) с подавлением оптической несущей и детектированием полезного сигнала боковой полосы высокочувствительным ИК фотодетектором (рис. 4).

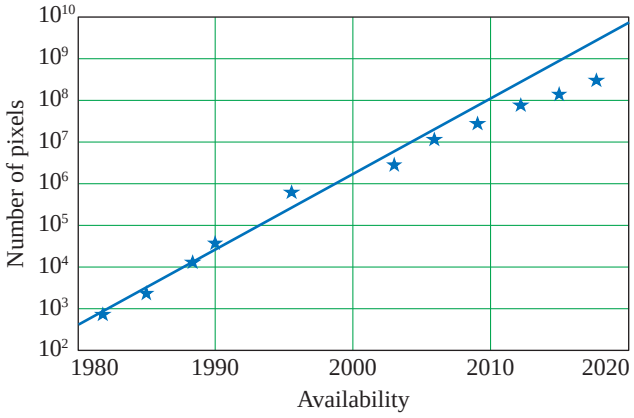


Рис. 3. Размерность матриц ИК увеличивается экспоненциально в соответствии с законом Мура, при этом плотность пиксельных элементов удваивается каждые 1,5 года [4]

ЭО фазовая модуляция преобразует поле mmW в боковые полосы оптического излучения путем изменения фазы оптического поля пропорционально приложенному полю mmW. В первом приближении по малому полю mmW

$$E_{out} \sim E_{opt}\, E_{mmw} \exp(j\omega t), \qquad (1)$$

где E_{opt} – амплитуда оптической волны, E_{mmw} – амплитуда поля mmW, $\omega = \omega_{opt} \pm \omega_{mmw}$ – центральные частоты первых боковых полос. (1) можно интерпретировать как поле mmW, масштабированное по амплитуде коэффициентом E_{opt} и по частоте коэффициентом $(\omega_{opt} + \omega_{mmw}) / \omega_{mmw}$.

Масштабирование частоты позволяет заменить коаксиальные или металлические волноводы традиционного радиометра оптоволокном. Масштабированная амплитуда Eout при разумной величине оптической амплитуды может быть достаточно велика, чтобы после фильтрации оптической несущей малошумящие фотодетекторы позволили выделить полезные mmW-сигналы первой боковой полосы.

Для построения макета радиофотонного радиометра (рис. 5) использовались коммерчески доступные продукты для Q-диапазона.

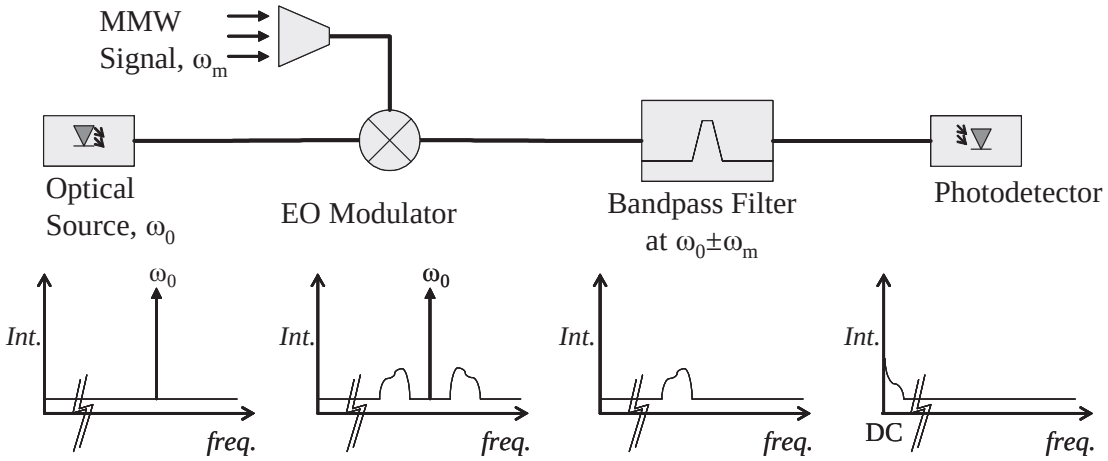


Рис. 4. Упрощенная блок-схема радиофотонного радиометра [9]

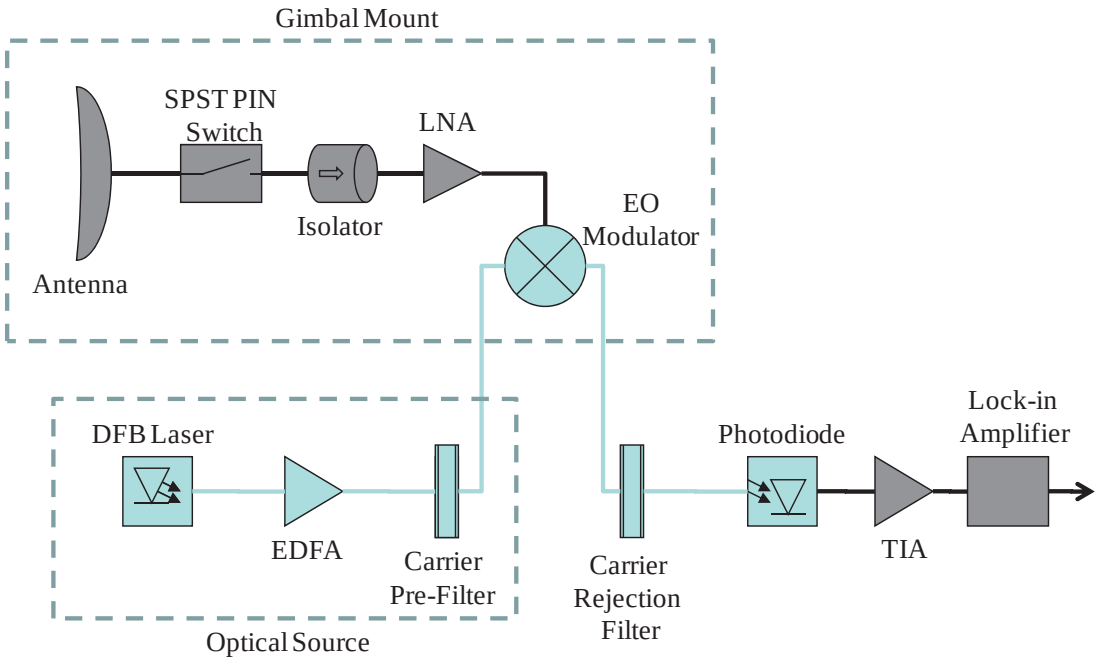


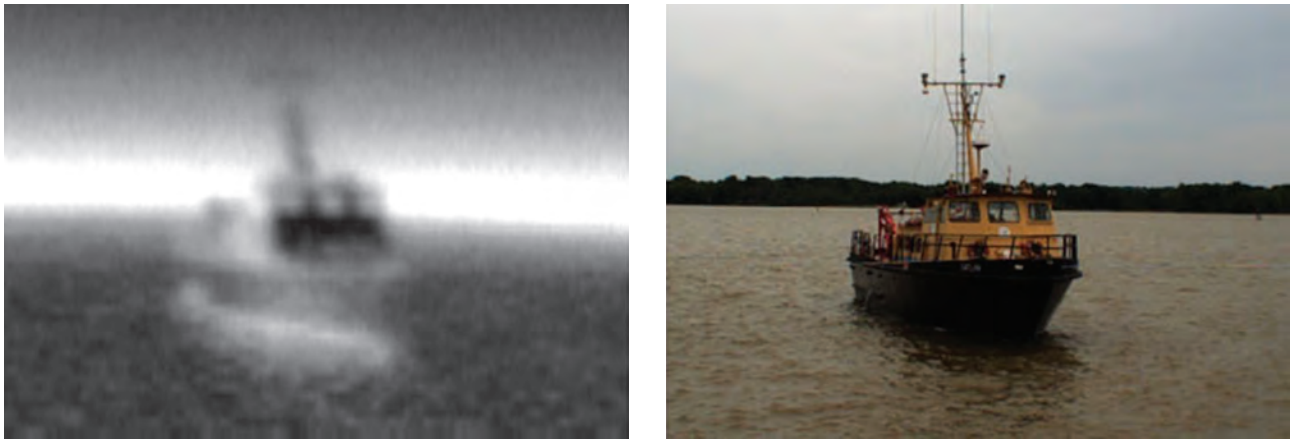
Рис. 5. Блок-схема макета радиофотонного радиометра [10]

Сканирующая антенна Кассегрена D = 0,6 м. Switch-коммутатор Дикке. LNA – малошумящий усилитель 18 дБ с шум-фактором 4,5 дБ. EO Modulator – фазовый модулятор на ниобате лития с полосой 40 ГГц. DFB Laser – Mitsubishi 25 mW охлаждаемый лазер λ ~ 1546,92 нм. На выходе усилителя EDFA мощность оптического сигнала ~ 300 мВт. Оптический фильтр – коммерческий 50 ГГц OADM мультиплексор. Детектор – InGaAs фотодиод, TIA-10 GΩ – трансимпедансный усилитель. Разрешение ~ 1°, время накопления изображения одного пикселя сцены ~ 1 сек, так что время построения одного кадра размером 600 пикселей ~ 10 мин, чувствительность NEDT ~ 0,1 K/$\sqrt{\text{Гц}}$.

Пример mmW-изображения Q-диапазона и его оптический аналог показаны на рисунке 6.

ЭО-модулятор

Для улучшения пространственного разрешения был разработан вариант радиофотонного радиометра W-диапазона 94 ГГц, для которого не существовало коммерчески доступных компонентов, в первую очередь ЭО фазового модулятора с полосой ~ 100 ГГц. Такой модулятор волноводного типа на линейном ЭО эффекте Поккельса в $LiNbO_3$ был разработан PSI и DU [11] спустя несколько лет после первого макетирования радиофотонного радиометра.



а б

Рис. 6. mmW-изображение Q-диапазона, полученное с помощью макета радиофотонного радиометра (слева), и его оптический аналог (справа)

В нелинейных кристаллах типа $LiNbO_3$ оптический показатель преломления линейно зависит от приложенного электрического поля

$$(\Delta n)_i \sim r_{ij} E_j, \qquad (2)$$

при этом наибольший ЭО коэффициент r_{33} = 30,9×10^{-12} м/в. Изменение коэффициента преломления (2) приводит к дополнительному набегу фазы оптической волны – ее фазовой модуляции электрическим полем E_j. Важным параметром задачи является время распространения фазы оптической волны на длине L модулятора. Если оно мало по сравнению с характерным временем изменения свойств ЭО кристалла из-за наложенного модулирующего поля f_m^{-1}, где f_m – характерная частота модулирующего поля

$$n_e L / c << f_m^{-1}, \qquad (3)$$

то применимо квазистационарное приближение, когда зависимостью возмущения (2) от координаты вдоль модулятора можно пренебречь. В (3) n_e – оптический показатель преломления необыкновенной волны, с – скорость света. В этом приближении задача решается математически строго, и для сигнала в первой боковой полосе легко получается выражение (1). Для L > ~1 мм (3) выполняется лишь при f_m << 100 ГГц, т.е. для mmW-радиометров ~ 100 ГГц и выше фазовые волноводные модуляторы должны быть модуляторами бегущей волны.

Это гораздо более сложная архитектура, в которой электрод и оптический волновод параллельны друг другу, модулирующая электрическая и оптическая волны распространяются в одном направлении и оптическая волна на всем протяжении модулируется электрической волной, только если фазовые скорости обеих волн равны. Однако показатели преломления для оптической волны и электрической волны, как правило, различны. Для $LiNbO_3$ в миллиметровом диапазоне n_m = 6,55, а n_e = 2,19 (ИК). Поэтому по мере распространения оптической и электрической волн условие фазового синхронизма нарушается. Это приводит к снижению эффективности модуляции на более высоких частотах и ограничению полосы модулятора.

Ширина полосы модуляции Δf в модуляторе бегущей волны с рассогласованием скоростей равна [12]

$$\Delta f = 1{,}9\ c / (\pi |n_m - n_e| L).$$

Для фазового модулятора $LiNbO_3$ с длиной L > ~1 мм Δf < ~100 ГГц, т.е. для создания широкополосного модулятора ~100 ГГц и более необходимо существенно уменьшать разность показателей преломления $|n_m - n_e|$. К счастью, решение этой проблемы было найдено ранее [13] и заключалось в создании гребневой структуры волновода в сочетании с нанесением буферного слоя диоксида кремния между электродами и оптическим волноводом, что позволяло снизить эффективный показатель преломления mmW до n_m = 2,19.

Одним из базовых параметров эффективности фазового модулятора является

полуволновое напряжение V_π, которое определяет величину модулирующего напряжения, обеспечивающую модуляцию фазы на π. Оно зависит от параметров ЭО вещества, архитектуры модулятора и для волноводного модулятора с поперечным линейным ЭО эффектом (который в основном используется в фазовых модуляторах на $LiNbO_3$) в квазистационарном приближении описывается известным выражением

$$V_\pi = V_{\pi V}(d / L),$$
$$V_{\pi V} = \lambda / (n_e^3 r_{33}),$$

где $V_{\pi V}$ – полуволновое напряжение для продольного ЭО эффекта (для $LiNbO_3$ в ближнем ИК оно составляет гигантскую величину ~ 5 кВ), d / L – малый параметр, равный отношению характерного поперечного размера модулятора (по порядку величины d равно расстоянию между электродами) к его продольному размеру L.

Изначально предназначенный для W-диапазона, фактически изготовленный и описанный в [14] ОЭ фазовый модулятор бегущей волны радиофотонного радиометра обладал полосой ~ 220 ГГц, V_π ~ 8 В на малых частотах и V_π ~ 13 В на 100 ГГц. Позднее разработчиками PSI и DU показана возможность построения $LiNbO_3$ фазового модулятора бегущей волны с полосой ~ 500 ГГц при полуволновом напряжении V_π ~ 3,8 В [15].

Оптический фильтр

Важным компонентом радиофотонного радиометра является оптический полосовой фильтр, подавляющий оптическую несущую и выделяющий из спектра модулированного оптического сигнала первую боковую полосу с полезным сигналом, которая затем используется для детектирования. Коммерчески доступные оптические фильтры на основе тонких пленок разрабатываются в основном для телекоммуникационных приложений типа WDM. В них однородная активная площадь составляет ~ 1 мм^2. Для радиофотонного радиометра требуются фильтры с однородной площадью ~ 1 см^2. Кроме того, из-за слабости mmW-сигнала боковые полосы имеют уровень ~ -70 дБ (рис. 7).

Решение [16] состояло в индивидуальной доработке коммерческих фильтров для получения однородной области нужного размера по центру и каскадировании 4 фильтров с подавлением ~ 25 дБ каждый.

Радиофотонный радиометр W-диапазона и некоторые результаты его применения

Первоначально данный радиометр использовался в диапазоне 77 ГГц для навигации в трудных погодных условиях (рис. 8).

Приемная часть состоит из разреженной антенной решетки с радиомодулями в виде рупорных антенн. Рупоры интегрированы с ОЭ-модуляторами, их пространственное размещение оптимизировано по уровню боковых лепестков и качеству изображения точечного источника. Конструкция входной антенной решетки нежесткая, она может размещаться конформно на неплоской поверхности, а также имитировать разнесенный прием для (существенного) увеличения углового разрешения. Оптические волокна с сохранением поляризации направляются от фазовых модуляторов к оптическому процессору, где сигналы с выходов волокон когерентно складываются для построения mmW-изображения сцены в коммерчески доступной ИК-камере. В 77 ГГц прибор обеспечивал кадровую частоту 25 кадров/с, поле зрения 20°×20°, разрешение 0,4° и чувствительность NETD ~ 2 К. Он содержал 220 каналов, работающих

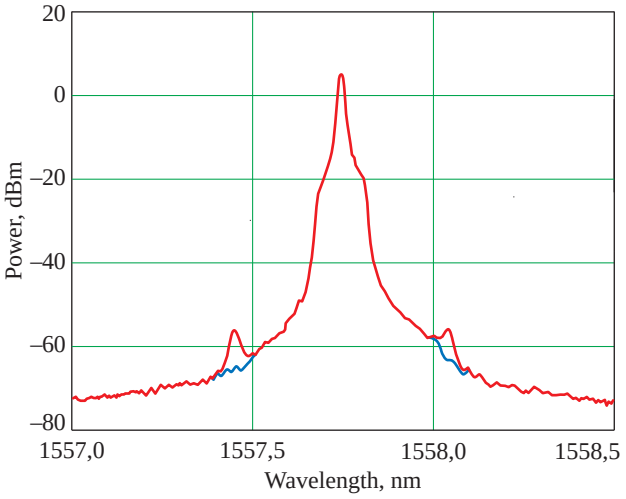


Рис. 7. Типичный сигнал на выходе модулятора с mmW UC

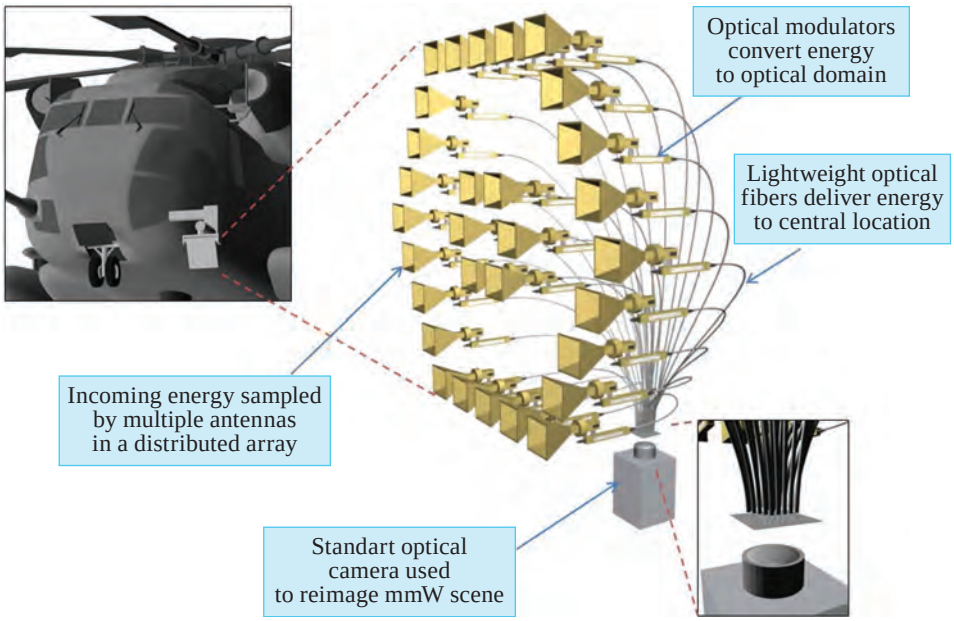


Рис. 8. Внешний вид mmW радиофотонного радиометра

в полосе 3 ГГц. Вес прибора примерно 13 кг, потребляемая мощность 400 Вт. В диапазоне 94 ГГц [17] использовался радиометр с несколько улучшенными массогабаритными параметрами и меньшим (примерно на порядок) энергопотреблением.

Ниже показаны некоторые реальные примеры использования mmW радиофотонного радиометра. На рисунке 9 изображение здания в ясный день в видимом диапазоне (сверху) исчезает при неблагоприятных погодных условиях (туман, средний снимок), но представлено на mmW-изображении (нижний снимок). Комплексификация второго и третьего снимков позволяет выявить эту особенность сцены. На рисунке 10 видно, что комплексификация оптики с mmW может помочь для навигации летательного аппарата в условиях пыльной бури.



Рис. 9. Комплексификация изображений в видимом (сверху) и mmW (снизу) диапазонах позволяет выявить интересующие детали сцены (здание), отсутствующие на центральном снимке, полученном в плохих погодных условиях

Заключение

В обзоре на примере продуктов компаний PSI и DU показано первое успешное применение радиофотоники в пассивной радиометрии миллиметровых волн различных диапазонов с приемлемыми (2015 г.) рабочими и массогабаритными характеристиками радиометров без использования систем сканирования и охлаждения: чувствительность NEDT ~ 2 K, поле зрения 20°×20°, кадровая частота 25 кадров/с, вес ~ 10 кг, энергопотребление ~ 100 Вт. Данный подход, возможно, послужит основой для будущей интеграции радиофотонного mmW-радиометра с устройствами построения изображений видимого и ИК диапазонов на основе «ядра» в виде высококачественной оптической детекторной матрицы для комплексификации данных от трех типов датчиков.

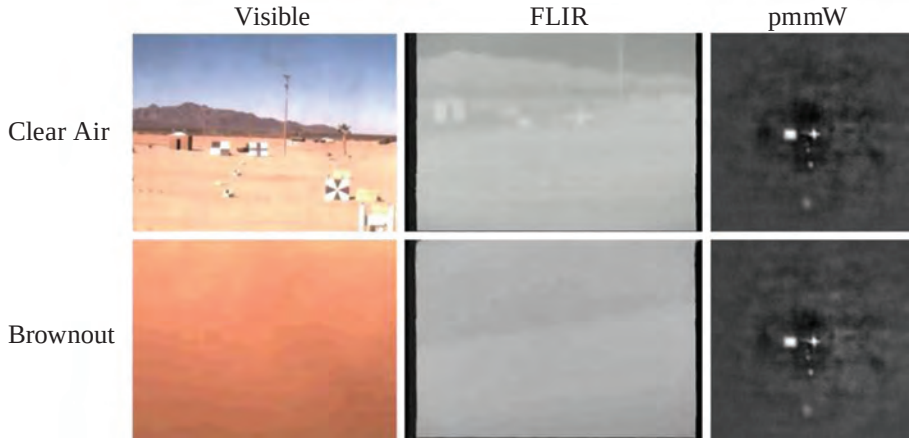


Рис. 10. Качество mmW-изображения (справа) практически не ухудшается в условиях пыльной бури в отличие от изображений в видимом (слева) и ИК (в центре) диапазонах

Автор признателен В. П. Савченко за критические замечания.

Список литературы

1. Klemm R., ed. Novel Radar Techniques and Applications. Vol. 2: Waveform Diversity and Cognitive Radar, and Target Tracking and Data Fusion. IET, London, UK, 2017.

2. Appleby R., Gleed D. G., Anderton R. N., Lettington A.H. Advances in passive millimeter wave imaging // Proceedings of SPIE. 1994. Vol. 2211. P. 312–317.

3. Быстров Р. П., Загорин Г. К., Соколов А. В., Федорова Л. В. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов. М.: Радиотехника, 2008.

4. Daniels A. Field guide to infrared systems, detectors, and FPAs. 3rd Ed. SPIE Press, 2018.

5. Midwinter J. E., Warner J. Up-Conversion of Near Infrared to Visible Radiation in Lithium-meta-Niobate // Journal of Applied Physics. 1967. Vol. 38, № 2. P. 519.

6. Tang R., Wu W., Li X., Pan H., Wu E., Zeng H. Two-dimensional infrared and mid-infrared imaging by single-photon frequency upconversion // Journal of Modern Optics. 2015. April. № 4. P. 1–6.

7. Seo Y.-K., Choi C.-S., Choi W.-Y. All-Optical Signal Up-Conversion for Radio-on-Fiber Applications Using Cross-Gain Modulation in Semiconductor Optical Amplifiers // IEEE Photonics Technology Letters. 2002. Vol. 14, № 10. P. 1448–1450.

8. Урик В. Дж., МакКинни Д. Д., Вильямс К. Дж. Основы микроволновой фотоники / Пер. с англ. под ред. С. Ф. Боева, А. С. Сигова. М.: Техносфера, 2016.

9. Schuetz C. A., Prather D. W. Optical upconversion techniques for high sensitivity millimeter-wave detection // Proceedings of SPIE. 2004. Vol. 5619. P. 166–174.

10. Schuetz C. A., Samluk J., Chen C., Prather D. W. Millimeter-wave Imaging using Optical Upconversion Detectors // Proceedings of SPIE. 2007. Vol. 6739. P. 67390R-1–67390R-8.

11. Macario J., Yao P., Shireen R., Schuetz C. A., Shi S., Prather D. W. Development of Electro-Optic Phase Modulator for 94 GHz Imaging System // Journal of Lightwave Technology. 2009. Vol. 27, № 24. P. 5698 – 5703.

12. Izutsu M., Yamane Y., Sueta T. Broad-band traveling-wave modulator using a $LiNbO_3$ optical waveguide // IEEE J. Quantum Electron. 1997. Vol. 13, №. 4. P. 287–290.

13. Kawano K., Kitoh T., Mitomi O., Nozawa T., Jumonji H. A wide-band and low-driving-power phase modulator employing a Ti:$LiNbO_3$ optical waveguide at 1.5 μm wavelength // IEEE Photon. Technol. Lett. 1989. Vol. 1, №. 2. P. 33–34.

14. Macarioa J., Schuetz C.A., Yao P., Shi S., Prather D.W. Development and Characterization of $LiNbO_3$ Electro-Optic Phase Modulator at 220 GHz for Millimeter-Wave Imaging System // Proceedings of SPIE. 2011. Vol. 8188, P. 81880E-1–81880E-6.

15. Mercante A. J., Shi S., Yao P., Xie L., Weikle R. M., Prather D.W. Thin film lithium niobate electro-optic modulator with terahertz operating bandwidth // Optics Express. 2018. Vol. 26, № 11. P. 14810–14816.

16. Dillon T. E., Schuetz C. A., Martin R. D., Stein E. L., Samluk J. P., Mackrides D. G., Mirotznik M. S., Prather D. W. Optical configuration of an upconverted millimeter-wave distributed aperture imaging system // Proceedings of SPIE. 2009. Vol. 7485, P. 74850G-1–74850G-12.

17. Wright A. A., Martin R. D., Schuetz C. A., Shib S., Zhang Y., Yao P., Shreve K. P., Dillon T. E., Mackrides D.G., Harrity C.E., Prather D. W. Module integration and amplifier design optimization for optically enabled passive millimeter-wave imaging // Proceedings of SPIE. 2016. Vol. 9830, P. 98300C-1–98300C-9.

Об авторе

Мороз Александр Васильевич – кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, начальник отдела АО «Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: радиолокация, обработка сигналов, радиофотоника.

Microwave photonics in passive millimeter-wave imaging systems

Moroz A. V.

Joint Stock Company "Academician A. L. Mints Radiotechnical Institute", Moscow, Russian Federation

This review shows the first successful use of microwave photonics in passive millimeter-wave radiometry. This success opens up the prospect of flawless integration of photonic radiometers for millimeter-waves with optical/infrared imaging systems on the basis of high-quality optical photodetector array.

Keywords: optics, radiometry, image fusion, modulation, optoelectronic conversion with carrier suppression, photodetector array

Information about the author

Moroz Alexandr Vasilievich – Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Senior Research Scientist, Head of Department at Academician A. L. Mints Radiotechnical Institute, Moscow, Russian Federation.
Research interests: radiolocation, signal processing, microwave photonics.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-23-32
УДК 621.396.96

Обобщение метода автокомпенсации боковых лепестков в антенных решетках модульной структуры

А. В. Мороз, М. С. Стоянов

АО «Радиотехнический институт имени академика А. Л. Минца», Москва, Российская Федерация

Адаптация в антенных решетках для борьбы с активными помехами обычно проводится на множителе решетки, что в случае модульной (секционной) решетки соответствует второй ступени диаграммообразования, при этом диаграммы модулей (первая ступень диаграммообразования) формируются в заданных направлениях «на цель». В работе предлагается выделять необходимое количество модулей решетки для помехозащиты путем формирования диаграмм этих модулей в направлениях «на помеху», которые предполагаются известными, и создания на их основе вспомогательных каналов помехокомпенсации. Количество таких каналов должно быть равно числу подавляемых помех. Данный подход целесообразно использовать в решетках с малым суммарным средним уровнем боковых лепестков диаграммы модуля. Адаптация в пространстве лучей, сформированных на первой ступени диаграммообразования, далее сводится к построению помехозащищенного канала по методу, аналогичному подавлению сигналов помех, действующих по боковым лепесткам Хауэлса – Эпплбаума.

Ключевые слова: антенная решетка, подрешетка, пространственная фильтрация, корреляционная матрица, помехокомпенсация

Для цитирования: Мороз А. В., Стоянов М. С. Обобщение метода автокомпенсации боковых лепестков в антенных решетках модульной структуры // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023. № 4. С. 23–32. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-23-32

For citation: Moroz A. V., Stoyanov M. S. Generalization of adaptive sidelobe cancellation in modular phased arrays // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2023. No. 4. P. 23–32. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-23-32

Поступила 22.11.2023 *Отрецензирована* 12.12.2023 *Одобрена* 12.02.2024 *Опубликована* 22.10.2024

Введение

Меры электронного противодействия радарам предполагают различные способы размещения станции активной помехи (САП) на специально выделенных платформах для защиты ударных платформ и выполнения других задач [1]. При дальнем эскортном размещении траектория платформы САП находится на большом расстоянии от радара за пределами дальности действия оружия защиты. При ближнем эскортном размещении платформа (обычно это беспилотный летательный аппарат) находится очень близко к радару, при этом требуется существенно меньшая мощность САП для экранирования объекта наблюдения (цели). Используя стандартную энергетическую форму уравнения радиолокации, нетрудно найти отношение помеха/сигнал J/S для общего случая взаимного расположения САП, радара и цели:

$$J/S = [(P_{tJ}\, G_{tJ}) /(P_{tS}\, G_{tS})] \times \\ \times [4\,\pi\, R_S^4 / (R_J^2\, \sigma)](G_{rJ} / G_{rS}). \qquad (1)$$

В (1) первый сомножитель описывает отношение эффективных изотропных излучаемых мощностей (ЭИМ) передатчиков САП (нижний индекс J) и радара (нижний индекс S), второй (геометрический) множитель включает дальности до цели R_S и САП R_J и ЭПР

© Мороз А. В., Стоянов М. С., 2024

цели σ, третий множитель равен отношению коэффициентов усиления приемника при приеме сигнала САП и цели, который при воздействии САП по боковым лепесткам (БЛ) приемной антенны равен относительному уровню БЛ. (Предполагается, что за счет надлежащего стробирования длительности полезного сигнала и САП можно считать величинами одного порядка, так что (1) не зависит от их отношения.) Геометрический множитель в (1) может достигать гигантских величин. Например, при $R_S \sim 5000$ км, $R_J \sim 10$ км, $\sigma \sim 10$ м^2 в условиях дальнего эскортного размещения САП геометрический множитель составляет ~135 дБ, а в условиях ближнего размещения ~190 дБ, при этом отношение J/S >> 1 даже при весьма малых отношениях ЭИМ (первый множитель в (1)) и уровнях БЛ (третий множитель в (1)). В таких условиях радар не сможет выполнить свои функциональные задачи без применения мер адаптивной помехозащиты.

Оптимальная адаптивная помехозащита

Если известна корреляционная матрица помех, оптимальный весовой вектор строится по критерию максимального правдоподобия [2], который максимизирует отношение сигнал/(помеха+шум) для заданного (ожидаемого) направления приема полезного сигнала. Вместо точной корреляционной матрицы, которая априори неизвестна, используют ее максимально правдоподобную оценку. Оценка строится с привлечением обучающего пакета $Z = [|z1> \ldots |zk>]$, где вектор $|zi>$ – выборка сигнала размерности N, полученная в момент времени t_i [3]. Для анализа адаптивной помехозащиты используют ставшие общепринятыми модели принимаемых сигналов и помех [4] для M САП с амплитудами $b_1(t)$,.., $b_M(t)$ и сигнальными векторами $|am>$, m = 1…M. В них обучающие данные представимы в виде

$$|z(t_k)> = |zk> = \sum_{m=1}^{M} b_m(t_k)|am> + |n(t_k)>$$

или в матричной форме

$$|zk> = A|b(t_k)> + |n(t_k)>, \qquad (2)$$

где $A = [|a1> \ldots |aM>]$ – сигнальная матрица, $|b(t_k)>$ и $|n(t_k)>$ – векторы амплитуд САП и шума в момент времени t_k. При традиционных предположениях о корреляционных свойствах сигналов помехи и шума корреляционная матрица модели (2) описывается выражением

$$Q = ABA^+ + \sigma^2 I,$$

где A^+ – эрмитово-сопряженная матрица A, σ^2 – дисперсия шума, которую обычно нормируют на единицу, $B = E\{|b> < b|\}$. По лемме об обратной матрице

$$Q^{-1} = I - A(B^{-1} + A^+A)^{-1}A^+ = I - A(AA^+)^{-1}A^+, \quad (3)$$

где второе равенство справедливо при пренебрежении B^{-1}, что означает условие высокого отношения помеха/шум, которое обычно выполняется для обеспечения эффективности мер электронного противодействия. Соотношение (3) показывает, что при высоком отношении помеха/шум оптимальный алгоритм на основе обращения корреляционной матрицы сводится к проекционному алгоритму вычисления антипроектора на помеховое пространство.

На рисунке 1 представлены типичные результаты моделирования работы адаптивных алгоритмов помехозащиты на основе обращения корреляционной матрицы [4]. По оси ординат отложено отношение сигнала помехи к шуму (SNIR) в децибелах, по оси абсцисс – обобщенная угловая координата. Угловые положения САП относительно нормали к одномерной решетке показаны пунктиром. Отношение помеха/шум 20дБ, число элементов решетки N = 32, размер обучающего пакета K = 32. Колебания зеленой кривой (LSMI/0) отражают численную неустойчивость обращения матрицы без регуляризации. Регуляризация путем добавления к исходной матрице диагональной матрицы с малыми элементами (синяя кривая LSMI/4) дает близкий к теоретически потенциально достижимому в отсутствие шума (голубая кривая optimum) результат. Столь же точным оказывается проекционный алгоритм (пунктирная кривая EVP/10), построенный по антипроектору на помеховое пространство размерности 10, что несколько превышает истинную размерность данного пространства, равную числу помех M = 3, но это превышение оказывается несущественным.

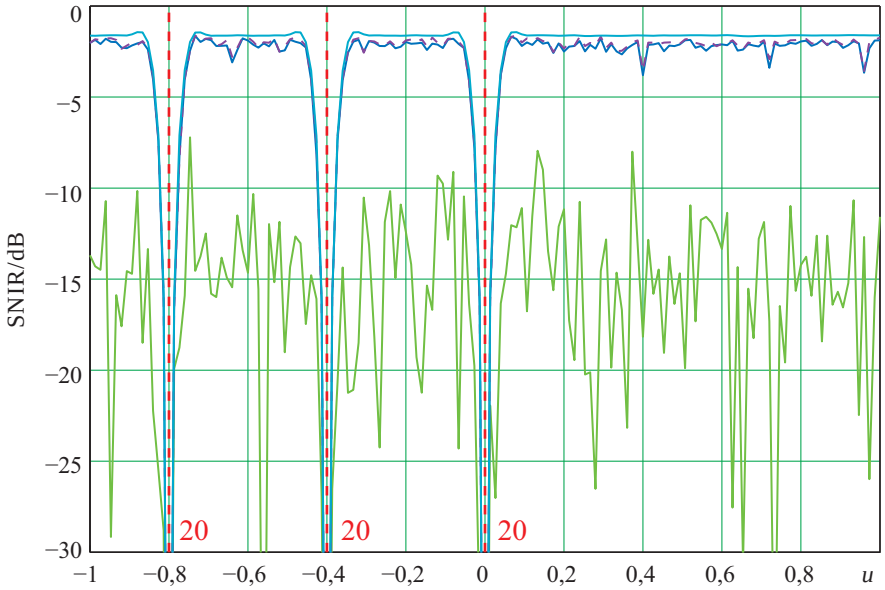


Рис. 1. Типичные результаты применения алгоритмов помехозащиты, основанных на обращении выборочной корреляционной матрицы [4]

– LSMI/0; – LSMI/4; – EVP/10; – optimum

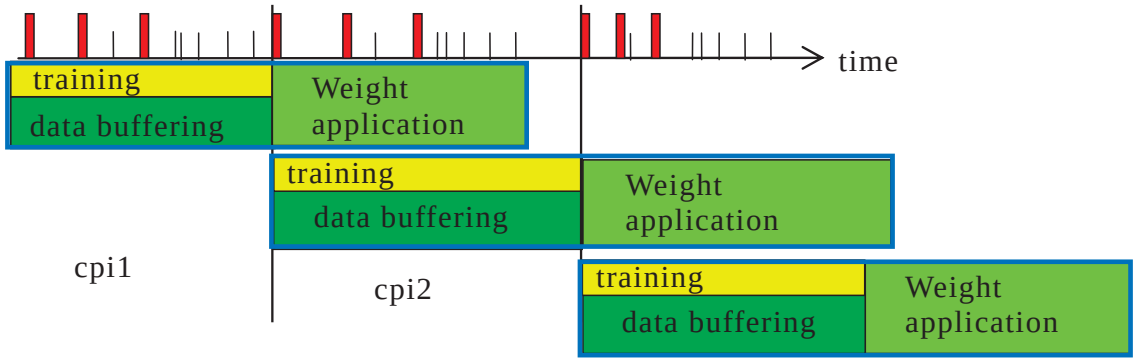


Рис. 2. Обучение с буферизацией и применением весов к буферизованным данным [4]

Проблемой оптимальной помехозащиты всегда была вычислительная сложность, однако для современных быстродействующих процессоров с плавающей точкой она стала менее актуальной. Выборочная корреляционная матрица является положительно определенной и эрмитовой, известны алгоритмы ее быстрого и численно устойчивого обращения, см., например, [3], где дается оценка числа операций для основных алгоритмов. Поскольку рекомендуемый размер обучающего пакета K ~ 2N [5], где N – количество пространственных каналов, количество операций для оптимальных алгоритмов ~N^3.

Если система не успевает обучиться (оценить Q, вычислить веса) и применить результат к выборке в условиях, в которых проводилось обучение, т.е. в том же такте работы приемника, а пытается применить их к выборкам, полученным при изменившемся состоянии приемника (в более поздних тактах), то алгоритм не сработает. Решение [4] заключается в запоминании (буферизации) состояния приемника и помеховой обстановки в такте обучения и применении вычисленных весов с задержкой к буферизованным данным (рис. 2).

Очевидно, что реализация вычислительного процесса при этом существенно усложняется. Таким образом, адаптивная помехозащита на основе обращения корреляционной матрицы, обладая рядом достоинств (сохранением работоспособности при невысоких отношениях помеха/шум, априори неизвестных направлениях на САП), требует высокопроизводительных вычислительных средств и сложной организации вычислительного процесса.

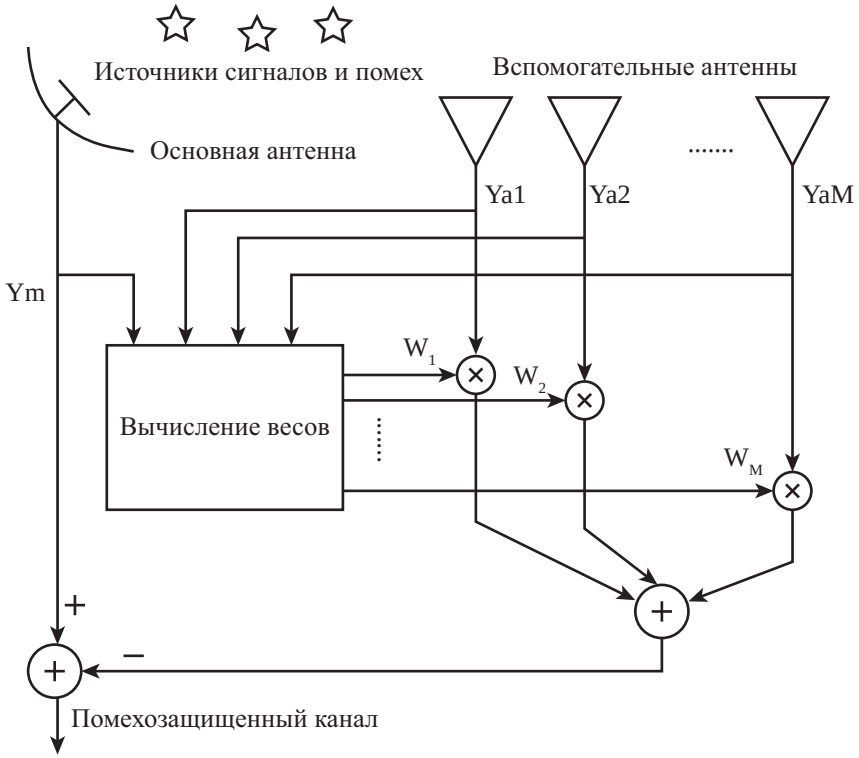


Рис. 3. Упрощенная блок-схема SLC

Автокомпенсатор боковых лепестков

Снижение вычислительной нагрузки при реализации адаптивной помехозащиты достигается разными способами, одним из которых является автокомпенсатор боковых лепестков (Sidelobe Canceller – SLC) [6], который был предложен Хауэлсом (Howells) и Эпплбаумом (Applebaum) в начале 1960-х годов. SLC использует сигналы вспомогательных каналов для оптимального подавления помех, действующих по боковым лепесткам антенны основного канала. Это отличает SLC от описанной выше пространственной адаптивной обработки, которая уменьшает помехи путем изменения диаграммы направленности антенны основного канала. SLC не изменяет диаграмму направленности антенны основного канала, вместо этого он изменяет сигнал основного канала, формируя помехозащищенный канал (рис. 3). В исходном варианте SLC антенна основного канала считается узконаправленной, тогда как антенны вспомогательных каналов предполагаются слабонаправленными (с коэффициентом усиления на уровне БЛ основной антенны) и независимыми, что в принципе обеспечивает работоспособность SLC без априорного знания направлений на САП.

Критерий оптимальности SLC – минимизация сигнала помех в основном канале [6]

$$e = Ym(t) - < w|Ya(t) >, \quad (4.1)$$

$$|w > = \mathrm{argmin}(E\{|e|^2\}) = Q^{-1}) \,|\, \rho >, \quad (4.2)$$

$$Q = E\{|Ya > < Ya|\}, \quad (4.3)$$

$$|\rho > = E\{Ym^* \,|\, Ya >\}, \quad (4.4)$$

где $Ym(t)$, $|Ya(t) >$ – сигналы в основном и вспомогательных каналах, $E\{\}$ – операция статистического усреднения, $|w >$ – оптимальный весовой вектор, Q – корреляционная матрица сигналов вспомогательных каналов, $|\rho >$ – корреляционный вектор основного и вспомогательных каналов, звездочка означает комплексное сопряжение.

Многие авторы рассматривали вопрос о соответствии SLC другим адаптивным алгоритмам помехозащиты. Так, в [4] отмечается, что решение SLC эквивалентно оптимальному решению, максимизирующему отношение сигнал/(помеха+шум) для заданного (ожидаемого) направления приема полезного сигнала $|a0 > = [1\ 0 \ldots 0]^T$ и корреляционной матрицы «канального» вида (в обозначениях (4))

$$E\{|n><n|\}=\begin{bmatrix} E\{YmYm^*\} & <\rho| \\ |\rho> & Q \end{bmatrix},$$

$$|n>=[\quad Ya]^T.$$

В [7] показано, что сигналы вспомогательных каналов образуют линейную оболочку векторов помехового пространства, а формирование помехозащищенного канала в SLC можно рассматривать как построение антипроектора (3) на это пространство с привлечением процедуры ортогонализации Грама – Шмидта. То есть SLC эквивалентен алгоритмам на основе обращения корреляционной матрицы при высоких отношениях помеха/шум (см. (3) и рис. 1).

Из геометрической интерпретации пространства помех как линейной оболочки сигнальных векторов САП во вспомогательных каналах очевидно, что использование направленных вспомогательных антенн (лучей) в SLC должно улучшить эффективность помехокомпенсации за счет декорреляции каналов [8]. Важно, что при этом сохраняется преимущество в быстродействии SLC, которое оценивается количеством операций с плавающей точкой и, как показывают оценки [8], составляет порядка M^3, где M – число вспомогательных каналов, равное числу САП, M << N.

Предпосылкой эффективного использования лучей, очевидно, является априорное знание угловых положений САП (если это не так, то лучи могут покрывать всю зону ответственности, однако при этом снижения размерности задачи достигают другими средствами). На наш взгляд, это не является существенным ограничивающим фактором SLC, поскольку в современных радарах САП обнаруживаются и сопровождаются помеховым каналом [9] до назначения мер помехозащиты, так что параметры САП обычно можно считать известными с достаточно высокой точностью. Двухэтапный подход, когда вначале решается задача пеленгации САП, а затем помехокомпенсации для заданных угловых направлений, исследовался в [10].

SLC можно рассматривать как частный случай адаптации в пространстве лучей [11], где для снижения размерности задачи используется предварительное линейное преобразование входных данных из «пространства элементов» в «пространство лучей», которое аналогично процедуре диаграммообразования. При этом предполагается, что каждый помеховый источник после преобразования будет представлен сигналами в меньшем количестве каналов (лучей), чем до обработки M << N.

На рисунке 4 показаны результаты [8] моделирования эффективности помехозащиты на основе традиционного SLC (оранжевая

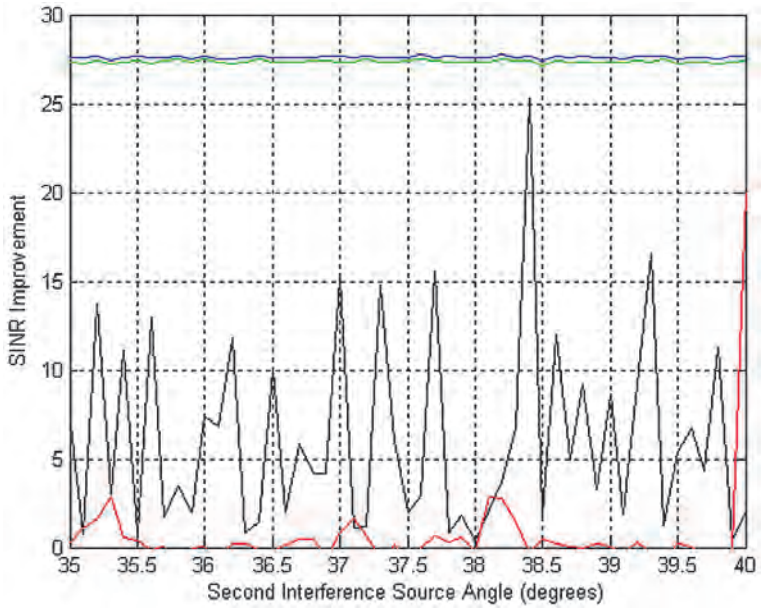


Рис. 4. Улучшение рабочих характеристик (в децибелах) автокомпенсатора боковых лепестков SLC при использовании направленных антенн во вспомогательных каналах (черная кривая) по сравнению с ненаправленными (оранжевая кривая) [8]

кривая) и SLC с применением направленных антенн во вспомогательных каналах (черная кривая), при этом синей кривой показан потенциально наилучший результат, а зеленой – один из вариантов помехоподавления, основанный на обращении выборочной корреляционной матрицы, который дает результат весьма близкий к потенциально достижимому.

Имитировался случай двух САП, одной с фиксированным угловым положением – 40°, другой с переменным угловым положением из интервала 35–40°, которое показано на оси абсцисс. На оси ординат показано увеличение отношения сигнал/(помеха+шум) (SINR improvement) в децибелах в результате применения помехозащиты. Положение САП при имитации считалось априори неизвестным, и для SLC оно оценивалось с привлечением алгоритма ESPRIT. Колебания улучшения SINR в зависимости от взаимного расположения САП, по-видимому, связаны с численной неустойчивостью обращения «канальной» корреляционной матрицы, которая аналогична неустойчивости обращения нерегуляризованной корреляционной матрицы, показанной на рисунке 1. На основании рассмотренного далее в данной работе аналитического решения задачи для двух источников помех (см. соотношения (5), (6) и следующие за ними формулы) ожидается, что применение регуляризации приведет к увеличению эффективности SLC и уменьшению колебаний SINR improvement.

SLC в антенной решетке модульной структуры

Выше показано, что использование направленных антенн во вспомогательных каналах при условии, что направления на САП известны, дает ощутимый выигрыш в помехозащите по сравнению с традиционным SLC. В антенных решетках модульной структуры с подрешетками (секциями) готовые направленные антенны для вспомогательных каналов существуют «по построению» в виде сфазированных секций и имеется возможность их объединения в более крупные структуры с факторизованными диаграммами, учитывающими множитель решетки. Рассматриваются антенные решетки с общим числим излучателей тысячи и десятки тысяч и числом подрешеток (секций) более 100.

Диаграммы модулей/секций на первой ступени диаграммообразования обычно формируются в направлении «на цель» в интересах получения максимального полезного сигнала. Один из возможных подходов к помехоподавлению SLC при этом состоит в формировании вспомогательных каналов на второй ступени диаграммообразования из указанных диаграмм секций (и адаптации на множителе решетки). В данной работе предлагается другой подход, который основан на формировании вспомогательных каналов на первой ступени диаграммообразования с привлечением диаграмм отдельных секций решетки, настроенных в направлении «на помехи». Для его реализации нужно иметь возможность независимого управления диаграммами секций, количество которых должно быть равно количеству САП, подлежащих подавлению. Секции антенной решетки, используемые для помехозащиты, во время работы не участвуют в обработке полезного сигнала «от цели», что приводит к потерям в отношении сигнал/(помеха+шум). Если, например, на вспомогательные каналы SLC выделяется 10% площади апертуры (10% общего числа секций), то потери мощности полезного сигнала составят менее 1 дБ. Если при этом помеху удастся скомпенсировать, скажем, на 20дБ, то суммарный выигрыш в отношении сигнал/(помеха+шум) составит +19дБ.

С учетом факторизации диаграммы решетки модульной структуры (см, например, [12, с. 47]) отношение мощностей сигналов САП для двух указанных выше подходов приближенно равно $N \cdot D_0/D_1$, где N – полное количество секций в антенной решетке, D_0 – коэффициент усиления секции, направленной «на цель», в направлении на САП, D_1 – коэффициент усиления секции, направленной на САП и принимающей сигнал от этой САП. Отношение D_0/D_1 зависит от взаимного углового расположения «помехи» и «цели». При близком взаимном расположении (внутри конуса с угловой шириной, равной ширине главного максимума диаграммы секции) $D_0/D_1 \sim 1$, и сигнал помехи во вспомогательных

каналах, сформированных на второй ступени диаграммообразования, в N раз больше сигнала во вспомогательном канале, сформированном на одной секции. При удаленном взаимном расположении (САП – в боковых лепестках диаграммы секции) отношение $D_0/D_1 << 1$ приближенно равно среднему уровню боковых лепестков диаграммы секции, а величина $N \cdot D_0/D_1 = L$, где L – средний суммарный уровень боковых лепестков секций антенной решетки. При $L << 1$ вспомогательные каналы целесообразно формировать на первой ступени диаграммообразования с привлечением независимо управляемых секций антенной решетки.

С целью эффективного подавления сигналов помех, действующих по боковым лепесткам диаграммы секции, в работе предлагается в качестве вспомогательных каналов использовать отдельные секции антенной решетки.

Рассмотрим сначала случай SLC с основным каналом и двумя вспомогательными каналами, который является обобщением случая одного вспомогательного канала [6] и ранее, насколько нам известно, рассматривался в литературе лишь численно [8]. Сигналы в основном и вспомогательных каналах, по аналогии с одноканальным SLC [6], представим в виде

$$Ym(t) = k1 * S(t) + k2 * I_1(t) + k5 * I_2(t), \quad (5)$$

$$|Ya(t) > = |k3 > S(t) + |k4 > I_1(t) + |k6 > I_2(t), \quad (6)$$

где коэффициенты k2, k5 представляют вклад в основной канал от помех $I_1(t)$, $I_2(t)$, $|Ya(t) > = [Ya_1(t)\ Ya_2(t)]^T$ – двухкомпонентный вектор-столбец сигналов во вспомогательных каналах, |k3 > учитывает вклад во вспомогательные каналы от основного сигнала в случае его присутствия в обучающей выборке, $|k4 > = [k41\ k42]^T$, $|k6 > = [k61\ k62]^T$ – двухкомпонентные вектор-столбцы, представляющие распределение помех $I_1(t)$, $I_2(t)$ по вспомогательным каналам. Помехи и полезный сигнал предполагаются некоррелированными.

Использование (5), (6) в (4) при условии малости полезного сигнала по сравнению с сигналами помех $|S|^2 << |I_1|^2$, $|S|^2 << |I_2|^2$ дает:

$$Q = |k4 > < k4| \ |I_1|^2 + |k6 > < k6| \ |I_2|^2,$$

$$|\rho > = |k4 > k2^* \ |I_1|^2 + |k6 > k5^* \ |I_2|^2,$$

где звездочка означает комплексное сопряжение скаляров k2 и k5. После несложных, но громоздких вычислений находим, что с точностью до линейных членов по S, I_1, I_2, сигнал в помехозащищенном канале (4.1) описывается выражениями

$$e = c0 * S + c1 * I_1 + c2 * I_2,$$
$$c1 = k2 – < \rho|Q^{-1} \ |k4 > = 0,$$
$$c2 = k5 – < \rho|Q^{-1} \ |k6 > = 0,$$
$$c0 = k1 – < \rho|Q^{-1} \ |k3 > = k1 – k2 * D36 / D46 + k5 * D34 / D46,$$
$$D36 = \det[|k3 > |k6 >] = k31 * k62 – k32 * k61,$$
$$D34 = \det[|k3 > |k4 >] = k31 * k42 – k32 * k41,$$
$$D46 = \det[|k4 > |k6 >] = k41 * k62 – k42 * k61.$$

Из полученных результатов следует, что помеха полностью отсутствует в помехозащищенном канале (c1 = 0, c2 = 0). Деградация полезного сигнала в помехозащищенном канале уменьшается с уменьшением боковых лепестков основной антенны, представленных параметрами k2, k5. Деградация полезного сигнала в помехозащищенном канале также зависит от параметров направленности антенн вспомогательных каналов, представленных векторами |k4 >, |k6 >, и оптимальности обучения, представленной вектором |k3 >. При оптимизации обучения (S ~ 0 в обучающем пакете, что эквивалентно k31 ~ 0 и k32 ~ 0) деградация полезного сигнала уменьшается. При непопадании источников в максимумы вспомогательных лучей уровни усиления ~k41 в первом и ~k62 во втором вспомогательных каналах примерно совпадают с уровнем боковых лепестков ~k42 и ~k61 соответственно. При этом знаменатель D46 оказывается малой величиной, и эффективность помехоподавления существенно зависит от взаимного расположения источников, что может проявляться во флуктуациях результирующего отношения сигнал/(помеха+шум) при изменении взаимного расположения (см. рис. 4).

Для анализа общего случая адаптации в пространстве лучей первой ступени диаграммообразования (секций) воспользуемся моделью (3)

$$|z(t) > = |z_s(t) > + |z_J(t) >, \quad (7.1)$$

$$|z_s(t) > = |a0 > b0(t), \qquad (7.2)$$

$$|z_J(t) > = A|b(t) > + |n(t >, \qquad (7.3)$$

где принятая реализация представлена полезным сигналом с амплитудой b0(t), приходящий с направления, описываемого сигнальным вектором |a0 >, помеховыми сигналами с амплитудами $||b(t) > = [b1(t) \ldots bM(t)]^T$, приходящими с направлений A = [|a1 > … |aM >], и аддитивным шумом |n(t >. Формирование сигналов основного и вспомогательного каналов, используемых в SLC (4), получим с помощью (неадаптивных) весовых векторов |v0 > основного канала и весовой матрицы V = [|v1 >…|vM >] вспомогательных каналов

$$Ym(t) = < v0|z(t) >,$$
$$|Ya(t) > = V^+|z(t) >.$$

Переходя к временным реализациям SLC (пространству лучей), с учетом (7) найдем

$$Ym(t) = Ym_s(t) + Ym_J(t),$$
$$Ym_s = < v0|z_s >,$$
$$Ym_J = < v0|z_J >,$$
$$|Ya(t) > = V^+|z_J >,$$

где индексы s и j относятся к сигнальной и помеховой компонентам и учтено отсутствие полезного сигнала в обучающем пакете

$$V^+|z_s > = V^+|a0 > b0 = 0. \qquad (8)$$

Для обслуживания полезного сигнала диаграмма основной антенны направлена «на цель», |v0 > ~ |a0 >, поэтому (8) выполняется либо за счет ортогональности лучей основного и вспомогательного каналов $V^+|v0 > = 0$, либо за счет обращения полезного сигнала b0 = 0 в стробе обучения.

Нетрудно показать, что вклад взвешенного по SLC помехового сигнала в помехозащищенный канал описывается вектором $P|z_J >$, где $|z_J >$ представлено (7.3),

$$P = I - QV(A_1BA_1^+ + \Gamma)^{-1}V^+,$$

где $Q = ABA^+ + I$ – корреляционная матрица помехи, $\Gamma = V^+V$, $A_1 = V^+A$. Матрица A_1 – M×M квадратная матрица, описывающая отклик в лучах вспомогательных каналов от пространства помех, представленного сигнальными вектор-столбцами матрицы A. При условии, что помехи разрешены (их сигнальные векторы в достаточной мере различаются) и лучи вспомогательных каналов направлены на помехи (для определенности |vi > ~ |ai >, i = 1-M), матрица A_1 является невырожденной и имеет обратную. При высоком отношении помеха/шум матрицей Грама Г можно пренебречь по сравнению с $A_1BA_1^+$, так же как в Q можно пренебречь матрицей I по сравнению с ABA^+. Тогда

$$PA \sim A - ABA_1^+(A_1^+)^{-1}B^{-1}A_1^{-1}A_1 = 0$$

или $P|z_J > \sim 0$, т.е. полное подавление помехи (до уровня пренебрежимо малого шума) в помехозащищенном канале. Условие невырожденности A_1 имеет большое значение. Физически оно означает, что помехи разрешены (сигнальные векторы |ai > различны) и лучи вспомогательных каналов направлены на них (|vi > ~ |ai >), причем все помехи расположены в боковых лепестках диаграммы направленности основного канала, т.е. нет такого сигнального вектора помехи, для которого не выполняется условие (8) (нет помех в главном луче диаграммы направленности основного канала, для которых алгоритм не работает).

Заключение

В работе показано, что при использовании SLC в решетках с модульной структурой для подавления сигналов помех, действующих по боковым лепесткам диаграммы секции, при условии малости среднего суммарного уровня боковых лепестков секций целесообразно строить лучи вспомогательных каналов на первой ступени диаграммообразования с помощью независимо управляемых диаграмм секций антенной решетки. При использовании пространства лучей, направленных на активные помехи, угловые положения которых известны, удается потенциально добиться помехоподавления САП до уровня собственных шумов приемника. В дальнейшей разработке целесообразно рассмотреть возможность комбинированного построения вспомогательных каналов на первой и второй ступенях диаграммообразования, а также оценить чувствительность

алгоритма к искажениям сигналов в каналах (лучах) антенной решетки.

Авторы признательны М.В. Ратынскому за полезное обсуждение вопросов, затронутых в работе.

Список литературы

1. Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook. 4th Ed. NAWCWD TP 8347, 2013.

2. Караваев В. В., Сазонов В. В. Статистическая теория пассивной локации. М.: Радио и связь, 1987.

3. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003.

4. Nickel U. Principles of Adaptive Array Processing // Advanced Radar Systems, Signal and Data Processing. 2006. RTO-EN-SET-086 bis. P. 5-1–5-20.

5. Reed I. S., Mallett J. D., Brennan L. E. Rapid convergence rate in adaptive arrays // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1974. V. AES-10. № 6. P. 853–863.

6. Budge M. C., German S. R. Basic Radar Analysis. 2nd Ed. Artech House, 2020.

7. Gabriel W. F. Adaptive Processing Array Systems // Proceedings of IEEE. 1992. V. 80. № 1. P. 152–162.

8. Zai A. H. The Steered Auxiliary Beam Canceller for Interference Cancellation in a Phased Array // Thesis Master of Science in Electrical Engineering Virginia Polytechnic Institute and State University. 2011.

9. Саврасов Ю. С. Алгоритмы и программы в радиолокации. М.: Радио и связь, 1985.

10. Егоров А. Д., Яшенков А. О. Использование фазированной антенной решетки с управляемыми связями для формирования нулей в диаграмме направленности // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2020. № 3. С. 6–17.

11. Richards M. A. Fundamentals of Radar Signal Processing. 2nd Ed. McGraw-Hill Education, 2014.

12. Воскресенский Д. И. (ред). Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. М.: Радиотехника, 2012.

Об авторах

Мороз Александр Васильевич – кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, начальник отдела АО «Радиотехнический институт имени академика А. Л. Минца», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: радиолокация, обработка сигналов, адаптация в антенных решетках.

Стоянов Михаил Сергеевич – начальник комплексного отдела АО «Радиотехнический институт имени академика А. Л. Минца», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: радиолокация, обработка сигналов, адаптация в антенных решетках.

Generalization of adaptive sidelobe cancellation in modular phased arrays

Moroz A. V., Stoyanov M. S.

Joint Stock Company "Academician A. L. Mints Radiotechnical Institute", Moscow, Russian Federation

Antenna arrays are generally adapted to active jamming countermeasures using the array factor, which in the case of a modular (sectional) array corresponds to the second stage of beamforming, while the module patterns (the first stage of beamforming) are formed in given directions "towards the target". In this paper, the authors propose the allocation of the required number of array modules for interference cancellation by forming radiation patterns of these modules in the directions "towards interference", which are assumed to be known and serve as the basis for shaping auxiliary interference cancellation channels. The number of such channels should be equal to the number of suppressed interference. This approach is recommended for use in arrays with a low total average sidelobe level of the module pattern. Further adaptation in the domain of beams formed at the first stage of beamforming comes down to shaping a jam-resistant channel based on the method similar to the Howells – Applebaum sidelobe cancellation.

Keywords: phased array, subarray, spatial filtering, covariance matrix, interference cancellation

Information about the authors

Moroz Alexandr Vasilievich – Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Senior Research Scientist, Head of Department at Academician A. L. Mints Radiotechnical Institute, Moscow, Russian Federation.
Research interests: radiolocation, signal processing, adaptive arrays.

Stoyanov Mikhail Sergeevich – Head of Complex Department at Academician A. L. Mints Radiotechnical Institute, Moscow, Russian Federation.
Research interests: radiolocation, signal processing, adaptive arrays.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-33-41
УДК 621.396.96

Контрольный имитатор цели на основе волоконно-оптической линии задержки с доплеровским преобразователем частоты

Е. Е. Осешнюк, М. А. Турилин, А. В. Чепелкин

ПАО «НПО «Алмаз», Москва, Российская Федерация

Предложено устройство на основе волоконно-оптической линии задержки (ВОЛЗ), реализующее функцию контрольного имитатора цели (КИЦ), предназначенного для контроля энергетического потенциала радиолокационной станции (РЛС). Показана методика оценки эффективной площади рассеяния КИЦ. Предложен оригинальный метод реализации доплеровского сдвига частоты [1].

Ключевые слова: волоконно-оптическая линия задержки, радиофотоника, имитатор цели, оптоволокно, доплеровский преобразователь частоты

Для цитирования: Осешнюк Е. Е., Турилин М. А., Чепелкин А. В. Контрольный имитатор цели на основе волоконно-оптической линии задержки с доплеровским преобразователем частоты // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023. № 4. С. 33–41. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-33-41

For citation: Oseshnyuk E. E., Turilin M. A., Chepelkin A. V. A radar test target simulator based on the optical fiber delay line with the Doppler frequency translator // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2023. No. 4. P. 33–41. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-33-41

Поступила 30.11.2023 *Отрецензирована* 28.12.2023 *Одобрена* 11.03.2024 *Опубликована* 22.10.2024

Введение

В процессе работы РЛС оператору требуется комплексный показатель подтверждения исправности станции. Особенно актуально это становится при использовании активных фазированных антенных решеток (АФАР), возникновение отказов в которых обычно не приводит к полной потере работоспособности, а лишь к частичной деградации параметров. Поэтому при работе РЛС желательно иметь оценку текущего состояния аппаратуры. Наиболее полную оценку о состоянии АФАР можно получить по результатам проведения контроля энергетических параметров АФАР (произведение излучаемой мощности на коэффициент усиления антенны) и чувствительности, но для мобильных комплексов в полевых условиях это трудно реализуемая задача. Комплексную оценку состояния можно получить путем излучения и приема отраженного сигнала от неподвижной цели (например, уголковый отражатель) с известной ЭПР. Реализация данного метода накладывает несколько ограничений. Расстояние до отражателя должно превышать минимальную дальность действия РЛС, которая определяется исходя из минимальной длительности зондирующего импульса. Отражатель должен находиться в зоне прямой видимости антенны РЛС, и на радиотрассе не должно быть мешающих отражений. Для РЛС, работающих с зондирующими сигналами в десятки микросекунд, эти ограничения являются практически невыполнимыми из-за значений минимальной дальности до РЛС в несколько километров.

Контрольный имитатор цели позволяет преодолеть эти ограничения путем использования аналоговой волоконно-оптической линии задержки (ВОЛЗ). Для работы РЛС с контрольным имитатором цели необходимо его разместить в прямой видимости от РЛС на расстоянии дальней зоны антенны или превышающем

© Осешнюк Е. Е., Турилин М. А., Чепелкин А. В., 2024

ее. Все излучаемые РЛС зондирующие сигналы в направлении имитатора будут переизлучены в обратном направлении с фиксированной задержкой. Для селекции мешающих отражений имитатор осуществляет сдвиг частоты переизлучаемого сигнала.

Состав контрольного имитатора цели (КИЦ)

На рисунке 1 представлена структурная схема КИЦ. Основными узлами контрольного имитатора цели являются:

- антенно-фидерное устройство (АФУ);
- ВОЛЗ.

АФУ осуществляет прием и передачу СВЧ-сигналов, разделение приемного и передающего каналов по поляризации (ПС – поляризационный селектор), согласование уровней входных СВЧ-сигналов для ВОЛЗ (АТТ – атенюатор) и имитацию доплеровского сигнала (ДПЧ – доплеровский преобразователь частоты). В ВОЛЗ происходит электрооптическое преобразование принимаемого СВЧ-сигнала, осуществляется задержка путем распространения оптического сигнала в протяженной оптоволоконной линии, а также обратное оптоэлектронное преобразование.

Волоконно-оптическая линия задержки

На рисунке 2 показана структурная схема ВОЛЗ. Электрооптический преобразователь (ЭОП) построен по схеме с непосредственной модуляцией лазерного излучения. Он состоит из лазера с непосредственной модуляцией, оптического циркулятора, оптоволоконной линии задержки, контроллера тока и температуры (КТТ) лазерного диода. Лазерный диод является источником оптического излучения, его основные параметры: уровень выходной оптической мощности P_o, рабочая длина волны λ, уровень относительного шума интенсивности *RIN*, дифференциальная крутизна

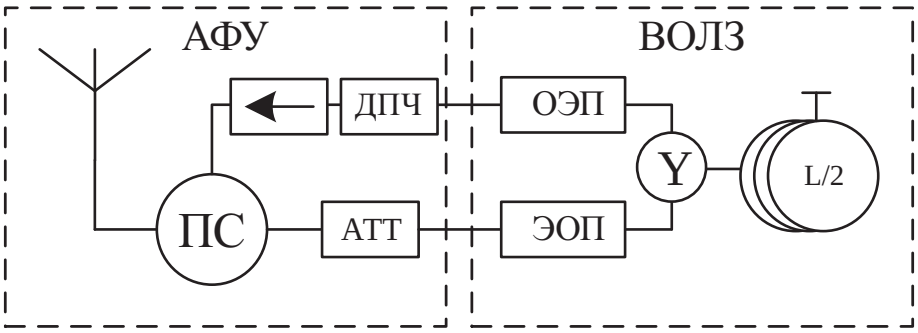


Рис. 1. Структурная схема КИЦ

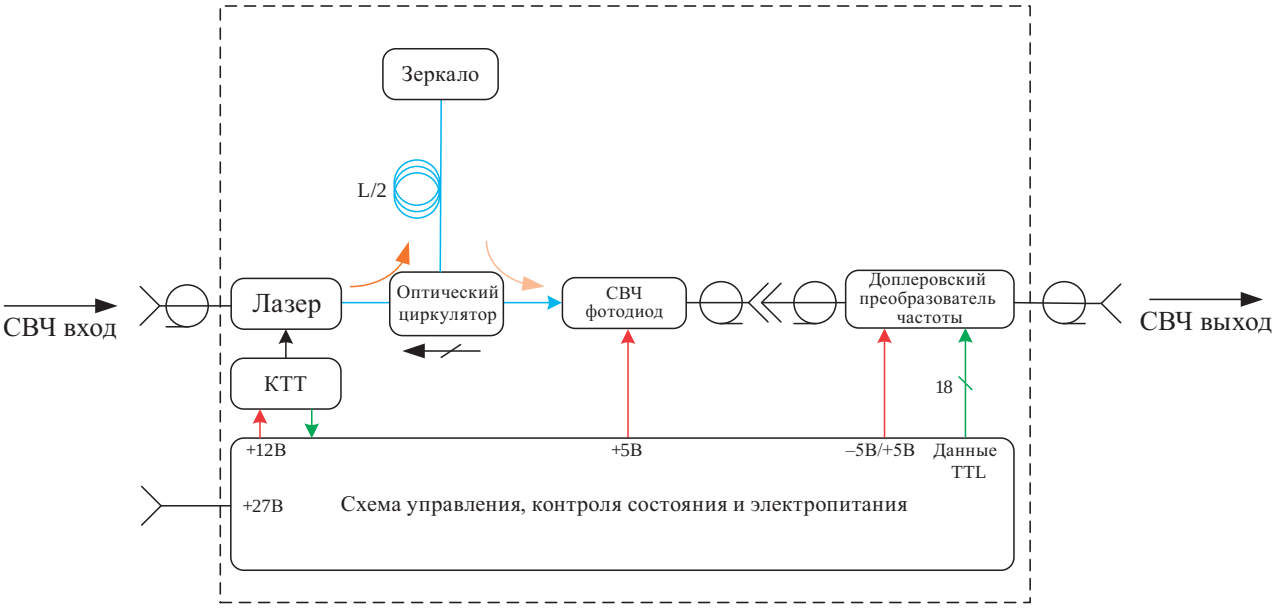


Рис. 2. Структурная схема ВОЛЗ

ватт-амперной характеристики. Оптический циркулятор на выходе лазерного диода используется для предотвращения попадания отраженной волны оптического излучения в резонатор лазерного диода, а также совместно с отражателем позволяет использовать оптоволокно для распространения света в прямом и обратном направлениях, что позволяет увеличить в 2 раза задержку сигнала (расстояние до цели), не увеличивая самую объемную часть ВОЛЗ – оптоволоконную линию.

КТТ обеспечивает рабочий режим лазерного диода путем поддержания величины протекающего тока либо путем стабилизации уровня выходной оптической мощности. Также он производит термостабилизацию лазерного диода путем управления элементом Пельтье.

Основные характеристики оптического волокна

Оптическое волокно – основной элемент ВОЛЗ, по которому осуществляется распространение оптического излучения, за счет времени распространения формируется задержка СВЧ сигналов. Основными параметрами оптоволокна для данного применения являются потери, возникающие в процессе распространения, и уровень хроматической дисперсии. В протяженных оптоволоконных линиях обычно применяют одномодовое оптоволокно из-за отсутствия межмодовой дисперсии. На данный момент серийно выпускается и широко применяется в телекоммуникационных сетях одномодовое оптоволокно стандарта G.657.A2, имеющее следующие основные параметры: потери на длине волны 1550 нм составляют 0,2 дБ/км. Коэффициент хроматической дисперсии $D \leq 18$ пс/(нм·км) [2]. Относительный температурный коэффициент изменения времени задержки складывается из двух составляющих: температурная зависимость показателя преломления кремния и температурный коэффициент линейного расширения:

$$\frac{d\tau}{\tau \cdot dT} = \frac{dn_{SiO_2}}{n_{SiO_2} \cdot dT} + \frac{dL}{L \cdot dT}. \qquad (1)$$

Для оптоволокна сумма двух величин имеет значение $6{,}35 \cdot 10^{-6}$(1/°C) [3].

Произведем оценку изменения задержки от температуры. Предположим, что диапазон изменения температуры (dT) составляет 100 °C, общая задержка τ – 100 мкс, тогда изменение задержки по времени:

$$d\tau = 6{,}35 \cdot 10^{-6}\ (1/°C) \cdot dT \cdot \tau = 63{,}5\ \text{нс}. \qquad (2)$$

Таким образом, в диапазоне температур 100 °C изменение задержки на 63,5 нс приведет к изменению расстояния от цели до РЛС приблизительно на 10 м.

Фундаментальными ограничениями для оптоволоконных линий задержек являются эффекты вынужденного рассеяния Мандельштама – Бриллюэна и хроматическая дисперсия в оптоволокне.

Хроматическая дисперсия в оптоволокне, если не предпринимать специальных мер, накладывает существенные ограничения на рабочую полосу частот устройства.

Нормированные зависимости изменения радиочастотного коэффициента передачи (из-за влияния хроматической дисперсии) в диапазоне частот для линий протяженностью 10, 20 и 40 км показаны на рисунке 3. Кривые построены для типового значения дисперсии в 17 пс/(нм·км), для одномодового оптоволокна стандарта G.657.A2 на длине волны 1550 нм.

Существует несколько способов компенсации данного эффекта. Один из них – это использование оптоволокна, компенсирующего

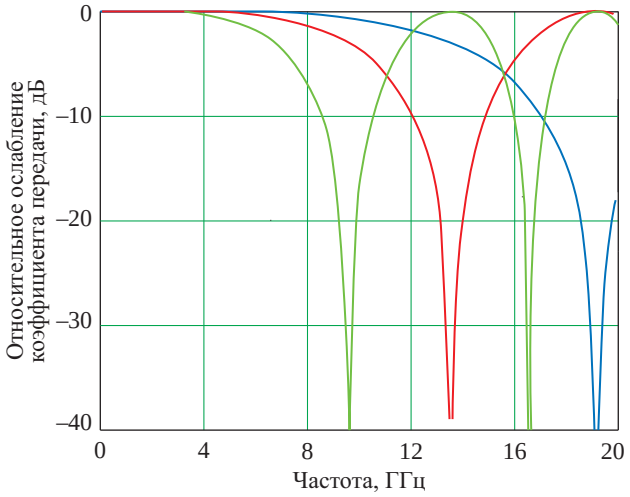


Рис. 3. Нормированная зависимость изменения радиочастотного коэффициента передачи из-за влияния хроматической дисперсии для различной длины оптоволоконной линии

– 10 км; – 20 км; – 40 км

дисперсию (*DCF – dispersion compensation fiber*). Данное оптоволокно имеет обратный наклон дисперсионной характеристики и позволяет компенсировать возникающую дисперсию. Также могут использоваться волоконные брэгговские решетки (ВБГ), которые обладают низкими вносимыми потерями и меньшими габаритами, но технологически являются сложными устройствами. Другой способ – это использование оптоволокна со смещенной по длине волны дисперсией, имеющего нулевое или близкое к нему значение дисперсии на используемой длине волны лазерного излучения. Это эквивалентно использованию лазерного источника с длиной волны 1310 нм. В стандартном телекоммуникационном оптоволокне на 1310 нм потери составляют 0,4 дБ/км. Ввиду технологических сложностей с производством ВБР и специальных волокон в ЭОП КИЦ было выбрано стандартное телекоммуникационное оптоволокно и лазер с рабочей длиной волны 1310 нм для обеспечения нулевой хроматической дисперсии.

Оценка ЭПР КИЦ

Использование КИЦ в качестве контрольного имитатора цели с фиксированной эффективной площадью рассеяния (ЭПР) требует оценки величин ее составляющих.

ЭПР цели определяется следующим выражением [3]:

$$\delta = \frac{4\pi \cdot R_{\text{имит}}^2 \cdot \Pi_{\text{имит–рлс}}}{\Pi_{\text{рлс–имит}}}. \quad (3)$$

Плотность потока мощности, создаваемая РЛС на расстоянии установки имитатора, составляет:

$$\Pi_{\text{рлс–имит}} = \frac{P_t G_t}{4\pi R_{\text{имит}}^2}, \quad (4)$$

где $R_{\text{имит}}$ – расстояние между имитатором и РЛС; P_t – излучаемая мощность РЛС; G_t – КУ передающей антенны РЛС.

Тогда мощность на выходе приемной антенны имитатора будет:

$$P_{rx_\text{имит}} = \Pi_{\text{рлс–имит}} \cdot A_{e_\text{имит}}, \quad (5)$$

где $P_{rx_\text{имит}}$ – мощность на выходе приемной антенны имитатора; $A_{e_\text{имит}}$ – эффективная площадь приемной антенны имитатора.

Плотность потока мощности, создаваемой имитатором в направлении РЛС, на расстоянии расположения имитатора от антенны РЛС будет:

$$\Pi_{\text{имит–рлс}} = \frac{P_{rx_\text{имит}} \cdot G_{tx_\text{имит}} \cdot G_{RF_\text{имит}}}{4\pi \cdot R_{\text{имит}}^2}, \quad (6)$$

где $G_{tx_\text{имит}}$ – коэффициент усиления передающей антенны имитатора; $G_{RF_\text{имит}}$ – коэффициент передачи имитатора без антенн.

Тогда мощность, принимаемая антенной РЛС, составит:

$$P_{rx_\text{РЛС}} = \Pi_{\text{рлс–РЛС}} \cdot A_{e_\text{РЛС}},$$

где $P_{rx_\text{РЛС}}$ – мощность на выходе приемной антенны РЛС; $A_{e_\text{РЛС}}$ – эффективная площадь приемной антенны РЛС.

Согласно [1] уравнение радиолокации:

$$P_{rx_\text{РЛС}} = \frac{P_t G_t}{4\pi R_{\text{имит}}^2} \cdot \frac{\delta}{4\pi R_{\text{имит}}^2} \cdot A_{e_\text{РЛС}}, \quad (7)$$

где δ – эффективная площадь рассеяния цели без учета задержки распространения сигнала.

Подставляя выражение (5) в (6), получим:

$$\Pi_{\text{имит–рлс}} \cdot A_{\text{eРЛС}} = \frac{P_t G_t}{4\pi R_{\text{имит}}^2} \cdot \frac{\delta}{4\pi R_{\text{имит}}^2} \cdot A_{\text{eРЛС}},$$
$$\frac{P_{rx_\text{имит}} \cdot G_{tx_\text{имит}} \cdot G_{RF_\text{имит}}}{4\pi R_{\text{имит}}^2} = \quad (8)$$
$$= \frac{P_t G_t}{4\pi R_{\text{имит}}^2} \cdot \frac{\delta}{4\pi R_{\text{имит}}^2},$$
$$\delta = G_{tx_\text{имит}} \cdot G_{RF_\text{имит}} \cdot A_{e_\text{имит}}.$$

Таким образом, из выражения (8) следует, что основными составляющими, влияющими на реализуемую ЭПР имитатора, являются антенное устройство, определяющее коэффициент усиления передающей антенны и эффективную площадь приемной антенны, а также элементы СВЧ-тракта антенно-фидерного устройства совместно с радиочастотным коэффициентом передачи ВОЛЗ.

Радиочастотный коэффициент передачи имитатора можно представить, как:

$$G_{RF_{\text{имит}}} = G_{RF_{\text{АФУ}}} \cdot G_{RF_{\text{ВОЛЗ}}}, \quad (9)$$

где $G_{RF_{\text{АФУ}}}$ – радиочастотный коэффициент передачи антенно-фидерного устройства без учета антенны.

Радиочастотный коэффициент передачи ВОЛЗ можно представить следующим выражением:

$$G_{RF_{\text{ВОЛЗ}}} = \frac{G_{RF_{\text{ЭОП–ОЭП}}}}{10^{\frac{2\alpha_{\text{опт.}} \cdot L_{\text{опт.}}}{10}}}, \qquad (10)$$

где $\alpha_{\text{опт.}}$ – потери оптического сигнала в оптоволокне, дБ/м; $L_{\text{опт.}}$ – длина оптоволокна, м; $G_{RF_{\text{ЭОП–ОЭП}}}$ – радиочастотный коэффициент передачи электрооптического и оптоэлектрического преобразования [4].

$$G_{RF_{\text{ЭОП–ОЭП}}} = (s_{\text{лд}} \cdot \Re_{\text{фд}} \cdot H_{\text{фд}})^2, \qquad (11)$$

где $s_{\text{лд}}$ – дифференциальная крутизна лазерного диода, Вт/А; $\Re_{\text{фд}}$ – токовая чувствительность фотодетектора, А/Вт; $H_{\text{фд}}$ – коэффициент согласования фотодетектора, для пассивного согласования равен 0,5.

Выбор длины оптоволокна зависит от требуемой задержки – имитируемой дальности. Коэффициент преломления в стандартном одномодовом телекоммуникационном оптоволокне составляет n = 1,44. Следовательно, скорость распространения электромагнитной волны в оптоволокне будет в n раз меньше.

$$L_{\text{опт.}} = \frac{\tau \cdot c_0}{n}, \qquad (12)$$

где c_0 – скорость света в вакууме.

Потери в оптоволокне увеличиваются пропорционально длине и обычно приводятся на единицу длины, что составляет 0,2–0,5 дБ/км, но для оценки ЭПР удобнее использовать величину потерь, приведенную к реализуемой задержке в размерности дБ/с, и это будет составлять 0,04–0,1 дБ/мкс. Приведем оптические потери в оптоволокне к единице временной задержки ($\beta_{\text{опт.}}$):

$$\beta_{\text{опт.}} = \frac{2 \cdot 10^{\frac{\alpha_{\text{опт.}}}{10}} \cdot c_0}{n}. \qquad (13)$$

Тогда выражение (9) можно представить в следующем виде:

$$G_{RF_{\text{ВОЛЗ}}} = \frac{G_{RF_{\text{ЭОП–ОЭП}}}}{\beta_{\text{опт.}} \cdot \tau_{\text{опт.}}}, \qquad (14)$$

где $\tau_{\text{опт.}}$ – задержка распространения сигнала в оптоволокне.

Выражение (14) показывает, что при увеличении времени задержки будут возрастать потери в оптоволокне, что неизбежно приведет к уменьшению ЭПР имитатора цели.

Общая задержка распространения сигнала от РЛС до имитируемой цели и обратно будет составлять

$$\tau = \frac{2R_{\text{имит}}}{c_0} + \tau_{\text{опт.}} \qquad (15)$$

Из-за того что имитатор осуществляет временную задержку сигнала, с точки зрения РЛС цель находится на имитируемом расстоянии, которое состоит из расстояния между имитатором и РЛС ($R_{\text{имит}}$), а также из расстояния ($R_{\text{ц}}$), пропорционального времени задержки сигнала. Оценку ЭПР цели РЛС будет производить относительно измеренного (сымитированного) расстояния $R_{\text{ц}}$, а не фактического расстояния от РЛС до имитатора $R_{\text{имит}}$. Для учета задержки распространения воспользуемся выражением (6), приравняв принимаемую мощность от целей, находящихся на расстояниях $R_{\text{имит}}$ и ($R_{\text{имит}}$ + $R_{\text{ц}}$), затем упростим выражение, в результате получим выражение для ЭПР КИЦ с учетом реализуемой задержки:

$$\delta_{\text{ц}} = \delta \frac{\left(R_{\text{имит}} + R_{\text{ц}}\right)^4}{R_{\text{имит}}^4}. \qquad (16)$$

Доплеровский преобразователь частоты

Так как в полевых условиях предполагается размещение КИЦ на антенной мачте высотой от 2 до 8 метров, то от РЛС требуется опускать луч антенны зачастую ниже уровня горизонта. При таком взаимном расположении от облаков, подстилающей поверхности и предметов, расположенных на линии радиогоризонта на сопоставимой дальности, могут возникать мешающие отражения, по уровню сопоставимые либо превышающие полезный сигнал от имитатора. Так как отражения от неподвижных предметов не имеют доплеровского смещения, то один из способов отстройки от мешающих отражений – это ввод доплеровского сдвига в переизлучаемый имитатором сигнал. РЛС при приеме сигнала от КИЦ будет осуществлять фильтрацию по скорости

(доплеровской частоте), что приведет к подавлению мешающих отражений.

Существует множество способов преобразования частоты сигнала, в основном они связаны с гетеродинным преобразованием частоты на смесителях. Эти способы могут иметь следующие недостатки: ограниченная мгновенная полоса рабочих частот, необходимость в априорной информации о текущей рабочей частоте РЛС, высокий уровень паразитных гармонических составляющих. Данные ограничения существенно сужают область применения КИЦ. Рабочая частота – зачастую строго охраняемый параметр, и передача сведений о текущей рабочей частоте не представляется возможным.

Существуют преобразователи частоты на основе фазовой модуляции сигнала. Структурная схема преобразователя частоты на основе фазовращателя представлена на рис. 4а. Как известно, частота – это производная по времени от фазы сигнала (17). Следовательно, изменяя фазу с определенной скоростью, можно осуществлять преобразование частоты:

$$f_{Д}(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}. \qquad (17)$$

Гармонический сигнал на входе преобразователя частоты:

$$s_{вх}(t) = \sin(2\pi f_0 t + \theta). \qquad (18)$$

Если фазу θ линейно изменять во времени, то на выходе этого преобразователя получим:

$$s_{вых}(t) = \sin(2\pi f_0 t + 2\pi f_{Д} t) = \sin(2\pi (f_0 + f_{Д}) t). \qquad (19)$$

Таким образом, частота сигнала изменится подобно тому, как она меняется при доплеровском сдвиге частоты. На рисунке 4б представлена временная диаграмма изменения фазы на фазовращателе. При практической реализации линейного изменения фазы на модулирующую функцию фазы накладываются паразитные амплитудная и фазовые модуляции. Фазовращатель с цифровым управлением может с достаточной скоростью осуществлять переключение фазы от 0 до 2π с шагом 5,625 градуса (n = 6, n – количество разрядов фазовращателя). Если фазовращатель реализует набор фазы на 2π за время $T_{Д}$, это значит, что частота входного сигнала будет преобразована на величину $f_{Д} = 1/T_{Д}$. При практической реализации данной схемы преобразователя в выходном спектре преобразователя возникают паразитные гармонические составляющие. Относительный уровень этих составляющих определяется амплитудными и фазовыми ошибками фазовращателя. На рисунке 5 приведено отображение фазовых и амплитудных ошибок фазовращателя на комплексной плоскости в сравнении с идеальным фазовращателем.

При циклическом наборе фазы данные ошибки приводят к паразитным гармоническим составляющим, данные вопросы подробно рассмотрены в работах [5–8]. Предлагаемое устройство доплеровского преобразователя частоты позволяет уменьшить

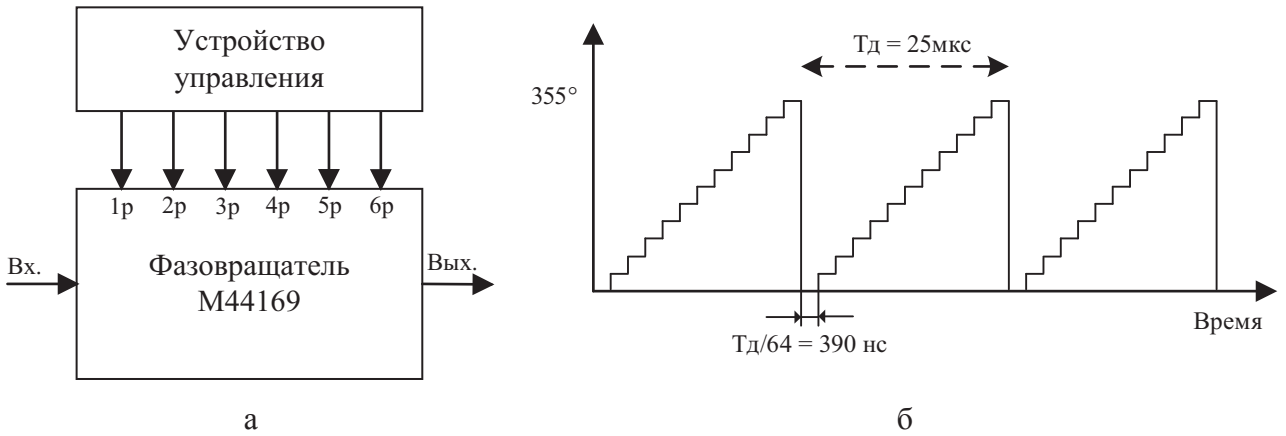


Рис. 4. Структурная схема доплеровского преобразователя частоты. а) структурная схема преобразователя частоты на основе фазовращателя; б) временная диаграмма изменения фазы на фазовращателе

среднеквадратичную ошибку как по фазе, так и по амплитуде при циклическом наборе фазы. Структурная схема устройства приведена на рисунке 6.

Принцип работы устройства, следующий: на первый фазовращатель с цифрового генератора псевдослучайной последовательности (с равномерным распределением) на управляющие входы фазовращателя подается сигнал, тем самым реализуется случайное состояние фазовращателя. Также данные коды поступают на арифметически логический модуль, на который с цифрового генератора доплеровской частоты поступает информация о требуемом фазовом сдвиге в данный момент времени. Арифметико-логический модуль выдает коды управления на второй фазовращатель с учетом компенсации случайного фазового сдвига первого фазовращателя до полного оборота фазы 2π. Таким образом, первый фазовращатель вносит предыскажения, которые второй фазовращатель компенсирует и производит требуемый фазовый сдвиг для преобразования частоты. Для компенсации потерь и дополнительной развязки между фазовращателями включен усилитель. Особенностью данного устройства является ввод с последующей

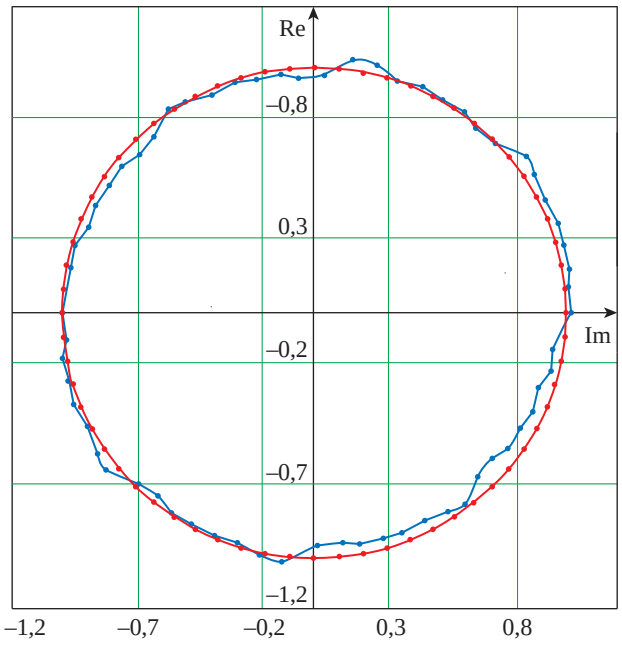


Рис. 5. Измеренные (синяя линия) и идеальные (красная линия) состояния фазовращателя на комплексной плоскости

компенсаций предыскажений, которые позволяют при циклическом наборе фазы усреднить отдельные ошибки реализации. Сравнение результатов работы преобразователей частоты с алгоритмом предыскажений и без него приведено на рисунках 7 и 8.

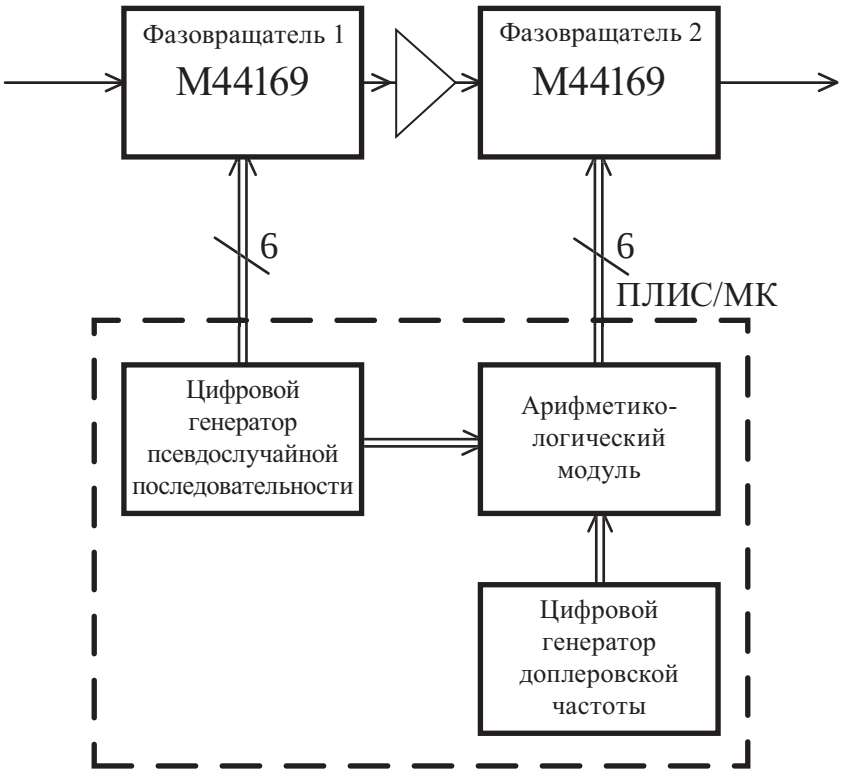


Рис. 6. Структурная схема доплеровского преобразователя частоты

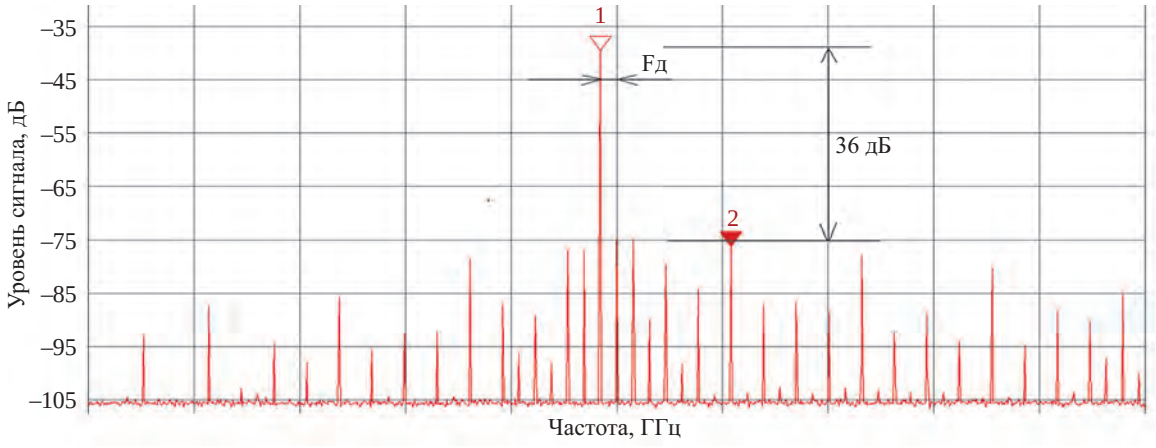


Рис. 7. Спектр выходного сигнала, смещенного на частоту доплера ($F_д$) при помощи одного фазовращателя, в полосе частот $2^n/T_Д$

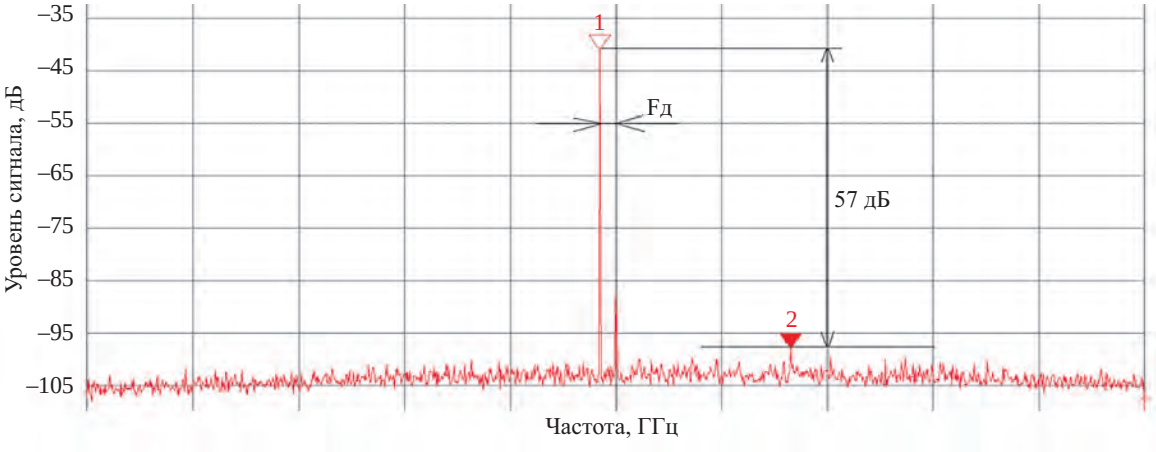


Рис. 8. Спектр выходного сигнала, смещенного на частоту доплера ($F_д$) при помощи предлагаемого устройства в полосе частот $2^n/T_Д$

Как видно из рисунков 7 и 8, применение алгоритма предыскажений позволило увеличить на 21 дБ подавление нежелательных гармонических составляющих, возникающих в преобразователе доплеровской частоты, на основе фазовращателя в полосе частот $2^n/T_Д$.

Заключение

В настоящей работе описан принцип работы КИЦ. Представлена методика оценки ЭПР имитатора цели, выполненного на основе оптоволоконной линии задержки. Произведена оценка основных составляющих ЭПР имитатора и их влияние на величину ЭПР имитатора. Также в работе рассмотрен алгоритм работы доплеровского преобразователя частоты и экспериментально проверен алгоритм по уменьшению паразитных гармонических составляющих данного типа преобразователей частоты.

Список литературы

1. Хмеленко Ю. А. Преобразователь частоты для формирования доплеровского сдвига. Россия. Патент 2023124962, 28 09 2023.

2. Urick V. J., Bucholtz F., McKinney J. D. Long-Haul Analog Photonics // Journal of Lightwave Technology. 2011. Vol. 29, no. 8. P. 1182–1205.

3. Lefevre H. C. The Fiber-Optic Gyrscope. Norwood: Artech House, 2022.

4. Сколник М. Справочник по радиолокации. М.: Техносфера, 2014. 1351 с.

5. Урик В. Д., МакКинни Д. Д., Вилльямс К. Д. Основы микроволновой фотоники. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2016. 376 с.

6. JaffeJ. S., Mackey R. C. Microwave Frequency Translator // IEEE Translation on Microwave Theory and Techniques. 1965. Vol. 13, no. 3. P. 371–378.

7. Klein G., Dubrwsky L. The DIGILATOR, a New Broadband Microwave Frequency Translator //

IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques. 1967. Vol. 15, no. 3. P. 172–179.
8. Mazumder S. R., Isham C. M. Perfomance of a 6 to 18 GHz frequency translator utilizing GaAs MMIC 5-bit digital phase shifter / In book: Proceedings fo 1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Orlando, 1995.

Об авторах

Осешнюк Евгений Евгеньевич – заместитель начальника отдела 351/7 ПАО «НПО «Алмаз», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: антенны, АФАР, радиофотоника.

Турилин Максим Александрович – инженер 1 категории ПАО «НПО «Алмаз», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: антенны, АФАР, радиофотоника.

Чепелкин Андрей Владимирович – техник 1 категории ПАО «НПО «Алмаз», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: радиофотоника.

A radar test target simulator based on the optical fiber delay line with the Doppler frequency translator

Oseshnyuk E. E., Turilin M. A., Chepelkin A. V.

PJSC ALMAZ R&P Corp., Moscow, Russian Federation

A radar test target simulator (RTTS) based on the optical fiber delay line (OFDL) is proposed for testing the radar energy budget. The RTTS radar cross section assessment procedure is showcased. An innovative method of Doppler frequency shift implementation is proposed [1].

Keywords: optical fiber delay line, microwave photonics, radar target simulator, optical fiber, Doppler frequency translator

Information about the authors

Oseshnyuk Evgeniy Evgenievich – Deputy Head of Department 351/7, PJSC Almaz R&P Corp., Moscow, Russian Federation.
Research interests: antennas, active phased array (APA), microwave photonics.

Turilin Maksim Aleksandrovich – Engineer of the 1st category, PJSC Almaz R&P Corp., Moscow, Russian Federation.
Research interests: antennas, active phased array (APA), microwave photonics.

Chepelkin Andrey Vladimirovich – Technician of the 1st category, PJSC Almaz R&P Corp., Moscow, Russian Federation.
Research interests: microwave photonics.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-42-54
УДК 621.396.969

Особенности применения спектрального метода сверхразрешения для пеленгации активных шумовых помех

П. Е. Шимкин[1,2]

[1] *Акционерное общество «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», Москва, Российская Федерация*

[2] *Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», Москва, Российская Федерация*

Показано свойство неоднозначности спектрального метода сверхразрешения при пеленговании активных шумовых помех (АШП) в пространстве приемных лучей вспомогательных пространственных каналов (ВПК) фазированной антенной решетки (ФАР), проявляющееся в наличии множества ложных пиков при расчете пространственного спектра. Продемонстрировано существенное ухудшение точности пеленгации в больших по размеру областях пространственных направлений АШП, схожим образом влияющих при их пеленговании наиболее известными алгоритмами сверхразрешения. Предложено обоснованное практическое решение по устранению вышеуказанных недостатков. Путем применения методов имитационного статистического моделирования и программирования подтверждена эффективность предложенного решения.

Ключевые слова: пеленгатор активных шумовых помех, спектральный метод сверхразрешения, повышение точности пеленгации, вспомогательные пространственные каналы фазированной антенной решетки.

Для цитирования: Шимкин П. Е. Особенности применения спектрального метода сверхразрешения для пеленгации активных шумовых помех // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023. № 4. С. 42–54. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-42-54

For citation: Shimkin P. E. The peculiarities of spectral super-resolution method application for jamming detection and location // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2023. No. 4. P. 42–54. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-42-54

Поступила 10.12.2023 *Отрецензирована* 25.04.2024 *Одобрена* 28.05.2024 *Опубликована* 22.10.2024

Введение

В радиолокаторах с фазированными антенными решетками (ФАР) с обзором пространства путем механического сканирования в одном направлении и электронным сканированием в другом, задача пеленгации АШП, например по азимуту, решается с помощью моноимпульсного метода пеленгации АШП. Однако благодаря наличию выделенных отдельно от основных пространственных каналов (ОПК) вспомогательных пространственных каналов (ВПК) традиционно предназначенных для адаптивной компенсации, решить задачу пеленгации АШП возможно иным образом.

В связи с развитием вычислительных возможностей современных средств цифровой обработки сигналов (ЦОС) представляет интерес применение более сложных подходов к решению задачи пеленгации АШП, в частности метода и связанных с ним алгоритмов спектрального сверхразрешения, отличающихся повышенными точностными характеристиками по сравнению с амплитудным методом пеленгации.

Показателями качества при пеленгации АШП являются однозначность и однородность

© Шимкин П. Е., 2024

поверхности пеленгационного рельефа, равномерность среднеквадратического отклонения (СКО) оценки углового положения АШП в зависимости от отношения помеха/шум (ОПШ) и местоположения АШП, допустимый угловой диапазон пеленгации АШП, количество одновременно пеленгуемых источников АШП и разрешающая способность пеленгатора АШП.

В известной литературе [1–6] достаточно подробно рассмотрены теоретические основы метода и алгоритмов спектральной пеленгации АШП, но не затронуты вопросы исследования вышеуказанных характеристик как с точки зрения допустимых ограничений, так и с точки зрения особенностей их применения к конкретным практическим случаям.

Цель настоящей работы – продемонстрировать особенности практического применения наиболее распространенных алгоритмов сверхразрешения, оценить их реальные показатели качества и дать рекомендации по выбору ВПК ФАР для решения задачи пеленгации АШП.

Постановка задачи

Обобщенная структурная схема пеленгатора АШП с применением A-элементной ФАР для формирования N ВПК изображена на рисунке 1.

На каждый элемент ФАР ВПК в k-й момент времени принимается аддитивная смесь сигнала от цели с направления α_c, помехи от L источников АШП с направлений α_{n_j} и шума (1):

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{x}_c(k) + \mathbf{x}_n(k) + \mathbf{x}_ш(k),\ \mathbf{x}_c(k) = s(k)\,\mathbf{a}(\alpha_c);$$
$$\mathbf{x}_{\text{П}}(k) = \sum_{j=1}^{L} i_j(k)\mathbf{a}(\alpha_{n_j});\ \mathbf{x}_ш(k) = n(k),\ \mathbf{a}(\alpha) = \left[1 \quad e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\alpha} \quad \dots \quad e^{j2\pi(A-1)\frac{d}{\lambda}\sin\alpha}\right]^T; \tag{1}$$

где $\mathbf{x}(k) = [x_1(k) \dots x_A(k)]^T \in \mathbb{C}^{A\times 1}$ – выборка данных в k-й момент времени с A элементов ФАР ВПК; $\mathbf{x}_c(k)$, $\mathbf{x}_n(k)$, $\mathbf{x}_ш(k)$ – выборка в k-й момент времени сигнала от цели, помехи и шума; $s(k)$, $i(k)$, $n(k)$ – огибающие в k-й момент времени формы сигнала, помехи и шума; $\mathbf{a}(\alpha)$ – управляющий вектор ФАР в направлении α; $(\cdot)^T$ – оператор транспонирования.

Далее (1) в процессе формирования N ВПК преобразуется к (2):

$$\mathbf{x}_{\text{ВПК}}(k) = \mathbf{C}_{\text{ВПК}}^H\,\mathbf{x}(k), \tag{2}$$

где $\mathbf{x}_{\text{ВПК}}(k) = [x_{\text{ВПК}_1}(k) \dots x_{\text{ВПК}_N}(k)]^T \in \mathbb{C}^{N_{\text{ВПК}}\times 1}$ – выборка в k-й момент времени с выхода схемы формирования N ВПК; $\mathbf{C}_{\text{ВПК}} = [\mathbf{c}_1 \dots \mathbf{c}_{N_{\text{ВПК}}}] \in \mathbb{C}^{A\times N_{\text{ВПК}}}$ – диаграммообразующая матрица (ДОМ) для формирования N ВПК; $\mathbf{c}_{\text{ВПК}} = [c_1 \dots c_A]^T \in \mathbb{C}^{A\times 1}$ – вектор для формирования одного из ВПК; $(\cdot)^H$ – оператор сопряжения по Эрмиту.

В предположении некоррелированности сигнала от цели, помех и шума в (1) и с учетом требований к (2) ковариационная матрица (КМ), фигурирующая на рисунке 1, представляется суммой отдельных составляющих и содержит информацию только о мощности и направлениях на L АШП и мощности шума (3), т.е. характеризует помеховую КМ (ПКМ), в связи с чем и возможно решение задачи пеленгации АШП:

$$\mathbf{R}_{\text{ВПК}} = \mathbf{C}_{\text{ВПК}}^H\,\mathbf{R}\,\mathbf{C}_{\text{ВПК}} \approx \mathbf{C}_{\text{ВПК}}^H\,(\mathbf{R}_n + \mathbf{R}_ш)\,\mathbf{C}_{\text{ВПК}};\ \mathbf{R} = \mathbf{R}_c + \mathbf{R}_n + \mathbf{R}_ш;$$
$$\mathbf{R}_c \triangleq E[\mathbf{x}_c(k)\,\mathbf{x}_c^H(k)] = \sigma_c^2\,\mathbf{a}(\alpha_c)\,\mathbf{a}^H(\alpha_c);$$
$$\mathbf{R}_n \triangleq E\left[\mathbf{x}_n(k)\mathbf{x}_n^H(k)\right] = \sum_{j=1}^{L}\left|i_j(k)\right|^2\mathbf{a}(\alpha_{n_j})\mathbf{a}^H(\alpha_{n_j}) = \sum_{j=1}^{L}\sigma_{n_j}^2\mathbf{a}(\alpha_{n_j})\mathbf{a}^H(\alpha_{n_j}); \tag{3}$$
$$\mathbf{R}_ш \triangleq E[\mathbf{x}_ш(k)\,\mathbf{x}_ш^H(k)] = \sigma_ш^2\,\mathbf{I},$$

где $\mathbf{R}_c$, $\mathbf{R}_n$, $\mathbf{R}_ш \in \mathbb{C}^{A\times A}$ – КМ сигнала от цели, АШП и шума; $E[\cdot]$ – оператор математического ожидания; σ_c^2 – мощность сигнала от цели; $\sigma_ш^2$ – мощность собственного шума; $\sigma_{n_j}^2$ – мощность j-го АШП; $\mathbf{I} \in \mathbb{C}^{A\times A}$ – единичная матрица.

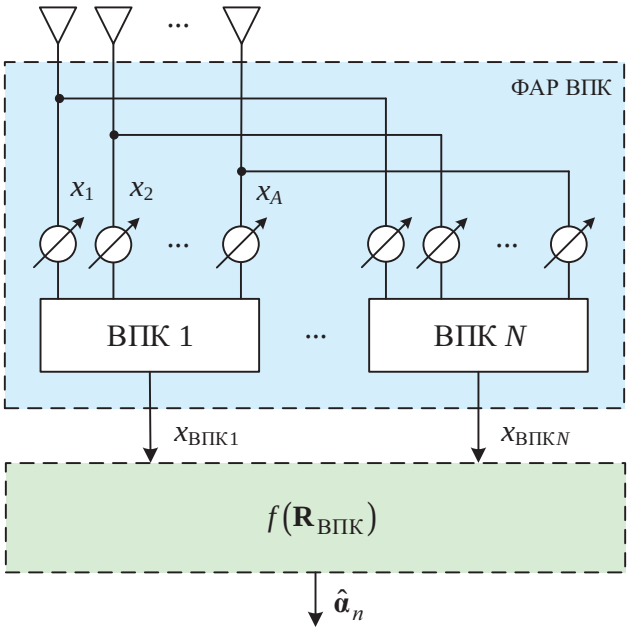


Рис. 1. Структурная схема пеленгатора АШП

Применив к (3) определенные математические операции, обозначенные $f(\cdot)$ на рисунке 1, необходимо оценить пространственное положение L АШП $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_n$, т.е. решить задачу пеленгации АШП в одномерном пространственном положении, в настоящей постановке – по азимуту.

Исходные данные

Типичными представителями метода спектрального сверхразрешения, позволяющего решить вышепоставленную задачу в пространстве приемных лучей, являются следующие алгоритмы: BS-CAPON (Beam-Space CAPON), BS-MUSIC (Beam-Space Multiple SIgnal Classification) и BS-ESPRIT (Beam-Space Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariant Techniques) [1–6].

Алгоритм BS-CAPON состоит из 4 этапов: 1) оценки КМ (ОКМ) (4); 2) инверсии КМ (ИКМ) (5); 3) расчета пространственного спектра (РПС) (6); 4) оценки локальных максимумов (ОЛМ) (7):

$$\hat{\mathbf{R}}_{ВПК} \triangleq E\left[\mathbf{x}_{ВПК}\mathbf{x}_{ВПК}^H\right] = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\mathbf{x}_{ВПК}(k)\mathbf{x}_{ВПК}^H(k); \quad (4)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{ВПК}\,\hat{\mathbf{R}}_{ВПК}^{-1} = \hat{\mathbf{R}}_{ВПК}^{-1}\,\hat{\mathbf{R}}_{ВПК} = \mathbf{I}; \quad (5)$$

$$P_{pbc}(\alpha_i) = \frac{\mathbf{a}^H(\alpha_i)\mathbf{C}_{ВПК}\mathbf{C}_{ВПК}^H\mathbf{a}(\alpha_i)}{\mathbf{a}^H(\alpha_i)\mathbf{C}_{ВПК}\hat{\mathbf{R}}_{ВПК}^{-1}\mathbf{C}_{ВПК}^H\mathbf{a}(\alpha_i)}; \quad (6)$$

$$i = 1\ldots N_\alpha \Leftrightarrow \alpha \in [\alpha_{\min}, \alpha_{\max}] \in \mathbb{C}^{N_\alpha\times 1};$$

$$\hat{\mathbf{P}}_{bs\,\max} = \arg\max_{\alpha}(\mathbf{P}_{bs}) = [\hat{\alpha}_1, \ldots \hat{\alpha}_i], i \le N_{ВПК}; \quad (7)$$

где $\hat{\mathbf{R}}_{ВПК} \in \mathbb{C}^{N_{ВПК}\times N_{ВПК}}$ – оценка ПКМ по K отсчетам выборки с N ВПК; $\hat{\mathbf{R}}_{ВПК}^{-1} \in \mathbb{C}^{N_{ВПК}\times N_{ВПК}}$ – инверсная к (4) матрица; $\mathbf{I} \in \mathbb{C}^{N_{ВПК}\times N_{ВПК}}$ – единичная матрица; N_α – количество точек для РПС; $|\alpha_{\min\,\max}| = \arcsin[\lambda(2d)]$ – угловые пределы диапазона пеленгации АШП; $\mathbf{P}_{bsc}$ – вектор РПС (6); $\hat{\mathbf{P}}_{bsc\,\max}$ – вектор оценки локальных максимумов РПС (6); $\hat{\alpha}_i$ – оценка углового положения i-го АШП.

Алгоритм BS-CAPON относительно самый простой среди указанных с точки зрения алгоритмической сложности, т.к. наиболее сложным этапом в нем является 2), особенно при большом порядке КМ.

Алгоритм BS-MUSIC состоит из 5 этапов: 1) ОКМ (4); 2) спектрального разложения КМ (РКМ) (8); 3) оценки количества источников (ОКИ) (9); 4) РПС (10) аналогично (6); 5) ОЛМ (11) аналогично (7):

$$[\mathbf{E}, \boldsymbol{\Lambda}] = eig(\hat{\mathbf{R}}_{ВПК}) \Leftrightarrow \hat{\mathbf{R}}_{ВПК} = \mathbf{E}\boldsymbol{\Lambda}\mathbf{E}^H; \quad (8)$$

$$\mathbf{R}_{ВПК} = \mathbf{E}_n\boldsymbol{\Lambda}_n\mathbf{E}_n^H + \mathbf{E}_ш\boldsymbol{\Lambda}_ш\mathbf{E}_ш^H;\ \mathbf{E}_ш = \mathbf{E}(:, L+1); \hat{L} = mdl(\boldsymbol{\Lambda}, K);$$

$$mdl(d) = K(N_{ВПК} - d)\ln\left[\left(\frac{1}{N_{ВПК}-d}\sum_{i=d+1}^{N_{ВПК}}\lambda_i\right)\Bigg/\left(\prod_{i=d+1}^{N_{ВПК}}\lambda_i\right)^{\frac{1}{N_{ВПК}-d}}\right] + \frac{1}{2}\left[d(2N_{ВПК} - d) + 1\right]\ln K; \quad (9)$$

$$P_{bsm}(\alpha_i) = \frac{\mathbf{a}^H(\alpha_i)\mathbf{C}_{ВПК}\mathbf{C}_{ВПК}^H\mathbf{a}(\alpha_i)}{\mathbf{a}^H(\alpha_i)\mathbf{C}_{ВПК}\mathbf{E}_ш\mathbf{E}_ш^H\mathbf{C}_{ВПК}^H\mathbf{a}(\alpha_i)}; \quad (10)$$

$$\hat{\mathbf{P}}_{bsm\,\max} = \arg\max_{\alpha}(\mathbf{P}_{bsm}) = [\hat{\alpha}_1, \ldots \hat{\alpha}_L]; \quad (11)$$

где $\mathbf{E} \in \mathbb{C}^{N_{ВПК}\times N_{ВПК}}$ и $\boldsymbol{\Lambda} \in \mathbb{C}^{N_{ВПК}\times N_{ВПК}}$ – матрицы собственных векторов и чисел соответственно оценки КМ (4); $eig(\cdot)$ – функция для вычисления (8); $\hat{L} = \arg\min_d[mdl(d)]$ – ОКИ по критерию минимальной длины; $mld(\cdot)$ – функция для вычисления (9); λ_i – диагональные элементы матрицы $\boldsymbol{\Lambda}$; $\mathbf{E}_n = \mathbb{C}^{\hat{L}\times N_{ВПК}}$ и $\mathbf{E}_ш = \mathbb{C}^{(N_{ВПК}-\hat{L})\times N_{ВПК}}$ – матрицы собственных векторов помехового и шумового

подпространства соответственно; $\mathbf{P}_{bsm}$ – вектор РПС (10); $\hat{\mathbf{P}}_{bsm\ \max}$ – вектор оценки локальных максимумов РПС (10); $\hat{\alpha}_i$ – оценка углового положения i-го АШП.

Алгоритм BS-ESPRIT является относительно сложным среди указанных алгоритмов и состоит из 6 этапов: 1) ОКМ (4); 2) сингулярного разложения КМ (РКМ) (12); 3) оценки количества источников (ОКИ) (13) аналогично (9); 4) расчета информационной матрицы (РИМ) (14); 5) расчета собственных чисел ИМ (15); 6) преобразования к локальным координатам (ПЛМ) (16):

$$[\mathbf{U}, \mathbf{\Sigma}, \mathbf{V}] = svd(\hat{\mathbf{R}}_{\text{ВПК}}) \Leftrightarrow \hat{\mathbf{R}}_{\text{ВПК}} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H; \quad (12)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{ВПК}} = \mathbf{U}_n\mathbf{\Sigma}_n\mathbf{V}_n^H + \mathbf{U}_{ш}\mathbf{\Sigma}_{ш}\mathbf{V}_{ш}^H; \quad (13)$$

$$\mathbf{U}_n = \mathbf{U}(:,1{:}\hat{L}); \hat{L} = mdl(\mathbf{\Sigma}, K);$$

$$\mathbf{\Psi}_n = [(\mathbf{\Gamma}_1\mathbf{U}_n)^T(\mathbf{\Gamma}_2\mathbf{U}_n)]^{-1}(\mathbf{\Gamma}_1\mathbf{U}_n)(\mathbf{\Gamma}_2\mathbf{U}_n);$$

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} e^{\left(m_c\frac{\pi}{A}\right)} & e^{\left[(m_c+1)\frac{\pi}{A}\right]} & \dots & 0 \\ 0 & e^{\left[(m_c+1)\frac{\pi}{A}\right]} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{\left[(m_c+N_{\text{ВПК}})\frac{\pi}{A}\right]} \end{bmatrix}; \quad (14)$$

$$[\mathbf{E}, \mathbf{\Lambda}] = eig(\mathbf{\Psi}_n) \Leftrightarrow \mathbf{\Psi}_i = \mathbf{E}\mathbf{\Lambda}\mathbf{E}^H; \boldsymbol{\lambda} = diag(\mathbf{\Lambda}); \quad (15)$$

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_n = 2\tan^{-1}(\lambda_i),\ i = 1, \dots, \hat{L}, \quad (16)$$

где $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ВПК}} \times N_{\text{ВПК}}}$, $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ВПК}} \times N_{\text{ВПК}}}$, $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ВПК}} \times N_{\text{ВПК}}}$ – матрицы левых, правых сингулярных векторов и сингулярных чисел КМ (4); $\mathbf{U}_n \in \mathbb{C}^{(N_{\text{ВПК}} - \hat{L}) \times N_{\text{ВПК}}}$ – матрица левых сингулярных векторов помехового подпространства; $\mathbf{\Psi}_n \in \mathbb{C}^{\hat{L} \times N_{\text{ВПК}}}$ – информационная матрица; $\mathbf{\Gamma}_1 = \text{Re}(\mathbf{\Gamma})$ и $\mathbf{\Gamma}_2 = \text{Im}(\mathbf{\Gamma})$ – вспомогательные селекционные матрицы $\mathbf{\Gamma} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ВПК}} \times N_{\text{ВПК}}}$; m_c – номер центрального луча при условии $-(N_{\text{ВПК}} - 1)/2 \le m \le (N_{\text{ВПК}} - 1)/2$ и $N_{\text{ВПК}}$ – четное число ВПК; $\mathbf{E} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ВПК}} \times N_{\text{ВПК}}}$ и $\mathbf{\Lambda} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ВПК}} \times N_{\text{ВПК}}}$ – матрицы собственных векторов и чисел соответственно ИМ; $\boldsymbol{\lambda} \in \mathbb{C}^{\hat{L} \times 1}$ – вектор собственных чисел; $diag(\cdot)$ – функция селекции диагональных элементов.

Алгоритм BS-ESPRIT не применим к решению задачи пеленгации в пространстве произвольных приемных лучей в связи с особенными требованиями к ДОМ в (2) из-за однозначных фазовых соотношений между строками и столбцами в (14) [3] и не будет участвовать при дальнейшем анализе.

Необходимые выборочные параметры различных конфигураций ФАР представлены в таблице 1, внешний вид ФАР для формирования ВПК и ДНА ВПК ФАР показаны на рисунках 2–4.

Различные цвета на рисунках 2–4 характеризуют формирование в аналоговом виде различных ВПК ФАР, которые образуются путем умножения выборок с элементов ФАР на конкретные значения в ДОМ.

Результаты моделирования

Решается одномерная задача пеленгации нормально распределенной АШП в азимутальном направлении с применением вышеуказанных алгоритмов спектрального метода сверхразрешения с параметрами: 1) фиксированной выборки по K = 128 отсчетам данных, полученных в конце каждого периода зондирования РЛС; 2) угловых пределов пеленгации АШП, определяемых арксинусом отношения $\lambda / (2d)$, см. таблицу 1; 3) количество точек для РПС в (6) и (10) N_α = 512; 4) количество испытаний Монте-Карло T = 1000.

В таблицы 2 и 3 сведены результаты моделирования, отражающие предельные значения СКО оценки углового положения при пеленгации 1 АШП с направления $\alpha = 0°$ при применении алгоритмов BS-CAPON и BS-MUSIC к рассматриваемым конфигурациям ФАР ВПК (17):

Таблица 1

Исходные параметры ФАР

ФАР / Параметр	A	$N_{\text{ВПК}}$	d/λ	$L_{\max}$	$\lvert\alpha_{\min\ \max}\rvert$
1	4	2	0,85	1	58,2°
2	12	8	0,5	7	90°
3	14	6	0,8	3	38,7°

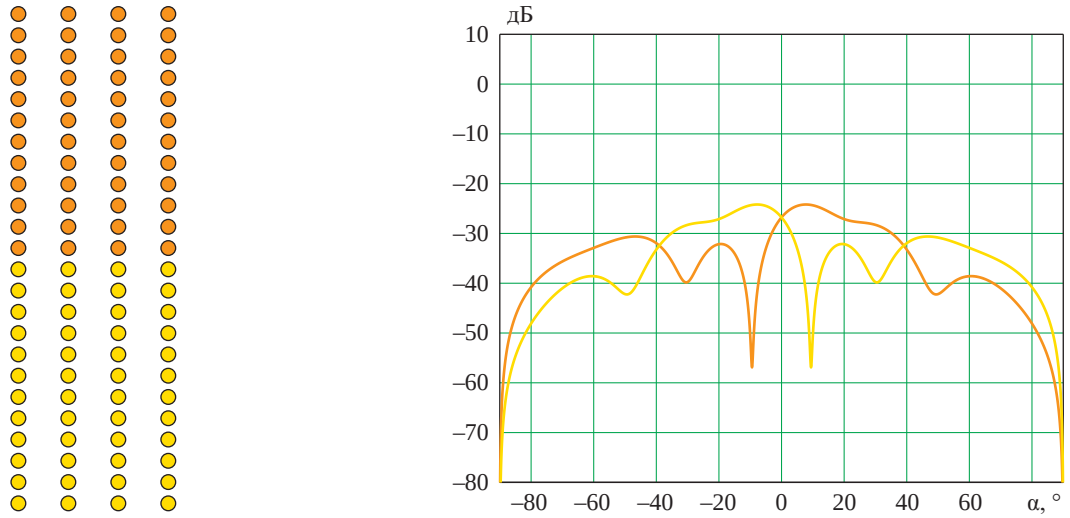


Рис. 2. ФАР 1: а – внешний вид; б – ДН ВПК
– ВПК 1; – ВПК 2

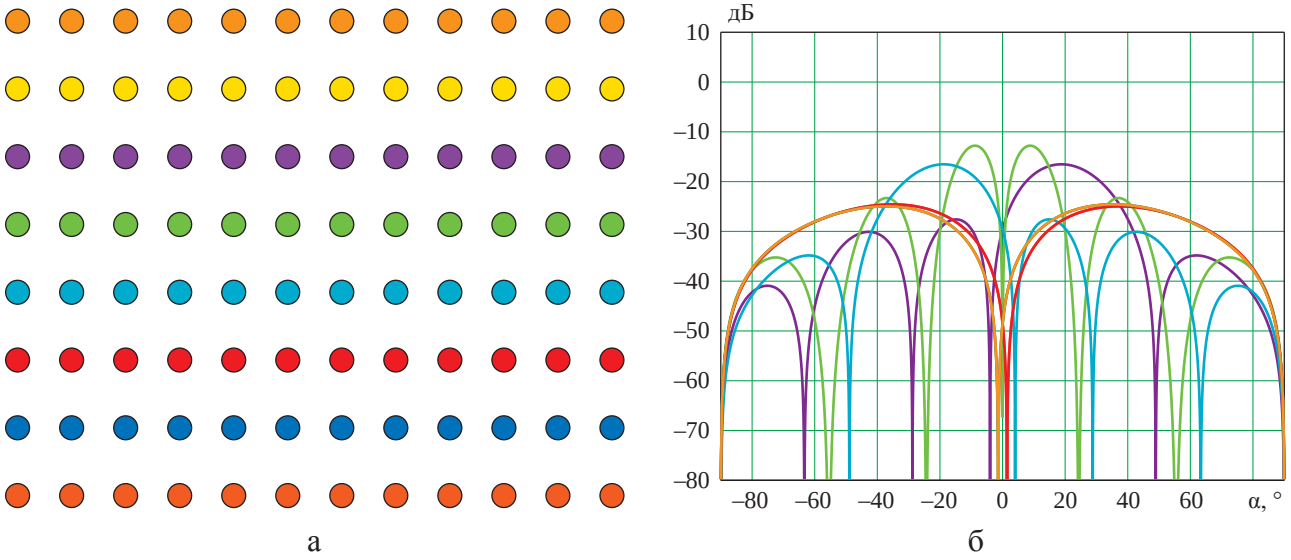


Рис. 3. ФАР 2: а – внешний вид; б – ДН ВПК
– ВПК 1; – ВПК 2; – ВПК 3; – ВПК 4; – ВПК 5; – ВПК 6; – ВПК 7; – ВПК 8

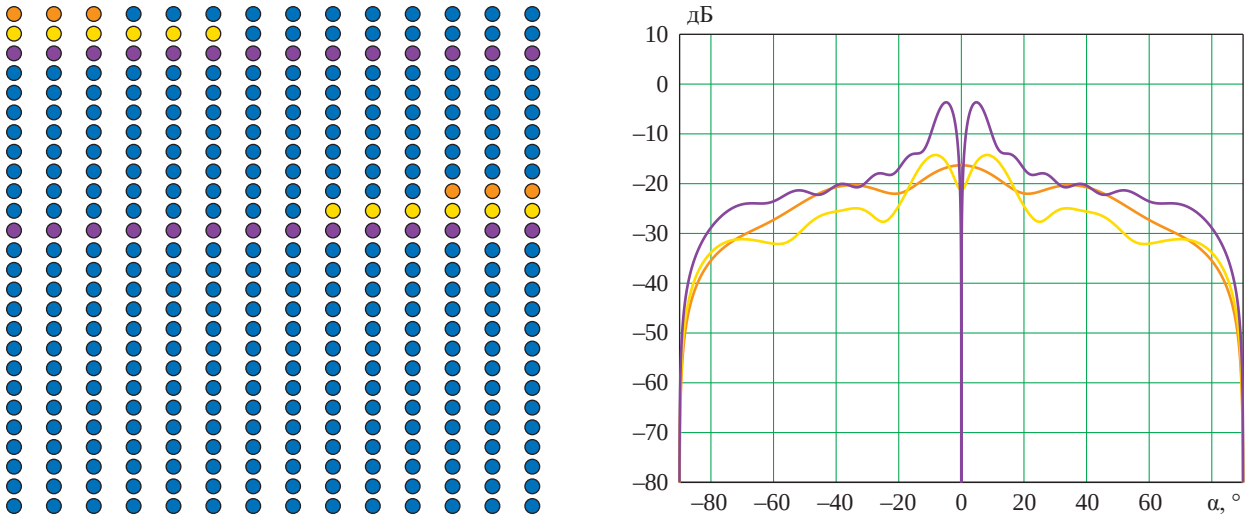
$$\sigma(\alpha, q) = \sqrt{\frac{1}{T-1}\sum_{i=1}^{T}(\hat{\alpha}-\alpha)^2}, \qquad (17)$$

где q – ОПШ; $\hat{\alpha}$ – оценка углового направления АШП.

Для алгоритма BS-MUSIC также указаны требуемые значения ОПШ, необходимые для достижения вероятности правильной ОКИ предельного числа АШП со значениями 50 и 90 % для заданной конфигурации ФАР ВПК.

На рисунках 5–7 отображены результаты моделирования алгоритмов BS-CAPON и BS-MUSIC применительно к рассматриваемым конфигурациям ФАР.

Как следует из рисунков 5а–10а, пеленгационный рельеф имеет свойство неоднозначности при пеленговании некоторых угловых направлений АШП, проявляющееся в наличии множества ложных пиков в РПС по (6) и (10). В свою очередь, это приводит к существенному ухудшению точности пеленгации, на порядок и выше, в больших по размеру областях пространственного положения АШП, схожим образом влияющих как при пеленговании по алгоритму BS-CAPON, так и по алгоритму BS-MUSIC, особенно при ОПШ менее 10 дБ, что видно на рисунках 5б–10б.



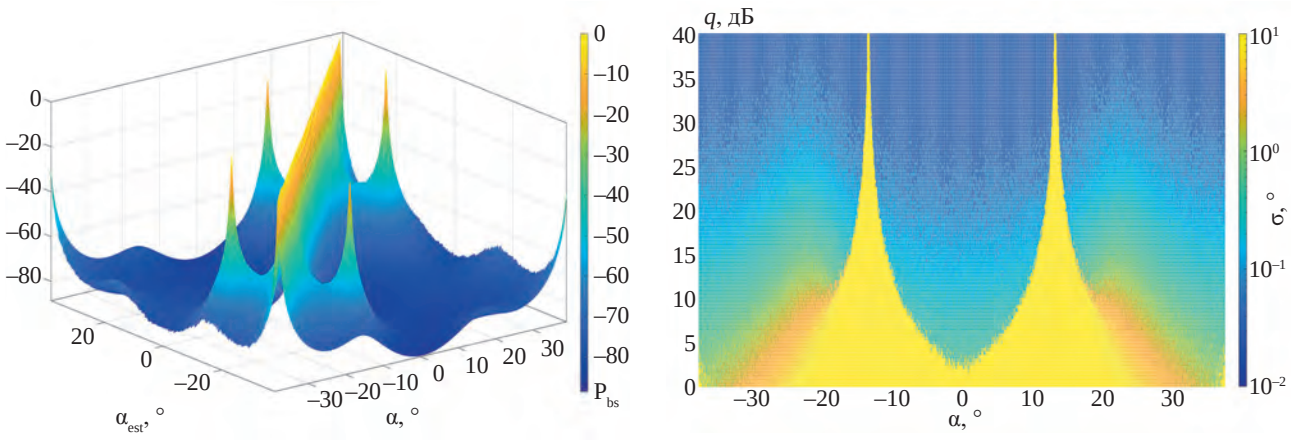
а б

Рис. 4. ФАР 3: а – внешний вид; б – ДН ВПК
– ВПК 1; – ВПК 2; – ВПК 3

Таблица 2

Значения показателей качества пеленгации BS-CAPON

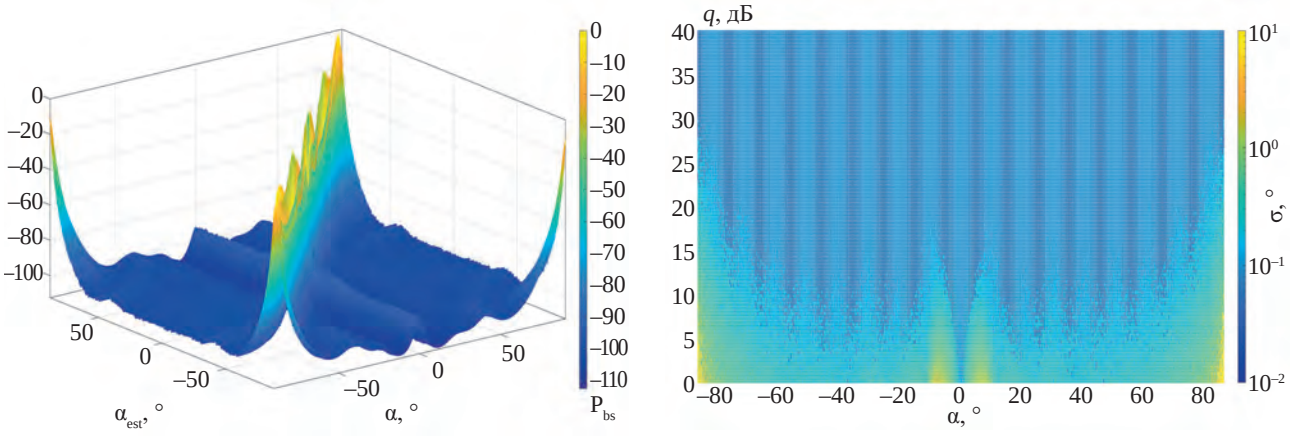
ФАР / Параметр		N_α					
		128	256	512	1024	2048	4096
1	σ_α, °	0,32	0,16	0,08	0,04	0,02	0,01
	q, дБ	10	15	20	25	30	35
2	σ_α, °	0,7	0,35	0,2			
	q, дБ	0					
3	σ_α, °	0,32	0,16	0,08	0,04	0,02	0,01
	q, дБ	0			5	10	15



а б

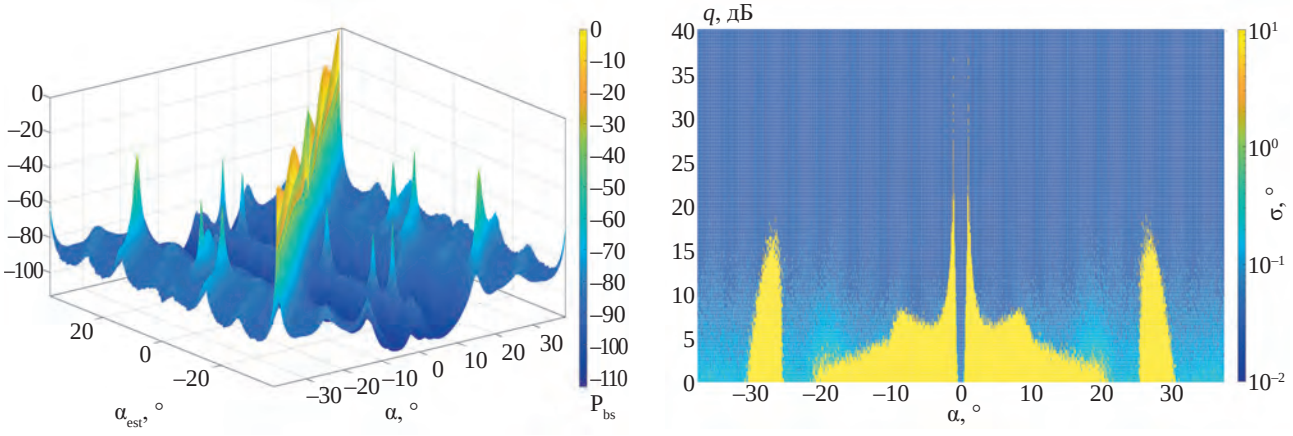
Рис. 5. Алгоритм BS-CAPON, ФАР 1, зависимости от направления 1 АШП:
а – пеленгационного рельефа $P_{bsc}(\alpha, \hat{\alpha})$; б – СКО оценки пеленга от ОПШ $\sigma(\alpha, q)$

В целом для достижения точности пеленгации на уровне ~0,1° и выше выбранное количество точек для расчета РПС (6) и (10) должно быть более 1000, пеленгация предельного количества АШП с вероятностью правильной ОКИ АШП в BS-MUSIC не менее 0,9 требует ОПШ от 5 до 11 дБ, пеленгация 1 АШП потребует ОПШ от -8 до 3 дБ при прочих равных условиях и в зависимости от конфигурации ФАР ВПК.



а б

Рис. 6. Алгоритм BS-CAPON, ФАР 2, зависимости от направления 1 АШП:
а – пеленгационного рельефа $P_{bsc}(\alpha, \hat{\alpha})$; б – СКО оценки пеленга от ОПШ $\sigma(\alpha, q)$



а б

Рис. 7. Алгоритм BS-CAPON, ФАР 3, зависимости от направления 1 АШП:
а – пеленгационного рельефа $P_{bsc}(\alpha, \hat{\alpha})$; б – СКО оценки пеленга от ОПШ $\sigma(\alpha, q)$

Таблица 3

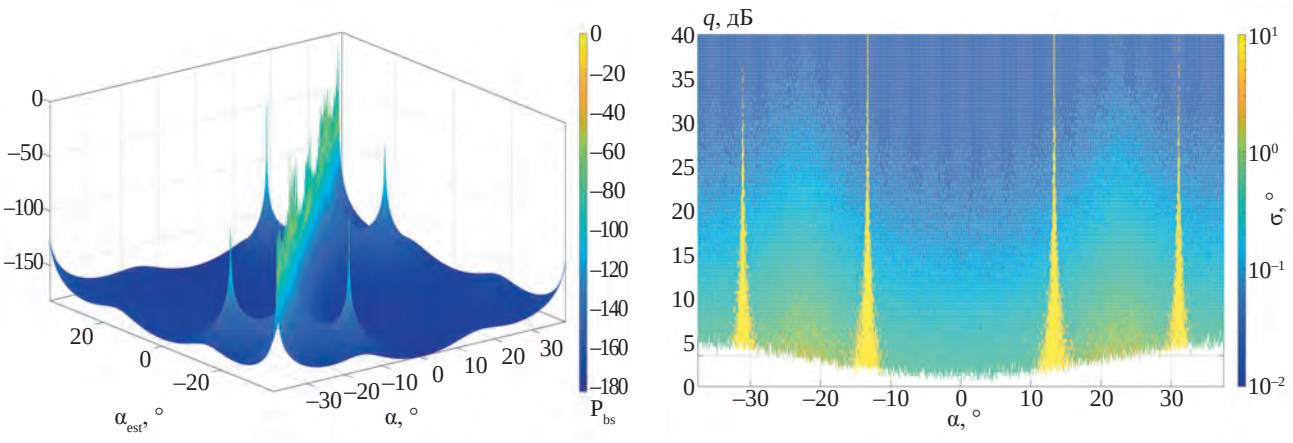
Значения показателей качества пеленгации BS-MUSIC

ФАР / Параметр		N_α						$L_{P=0,5}$		$L_{P=0,9}$	
		128	256	512	1024	2048	4096	min	max	min	max
1	σ_α, °	0,32	0,16	0,08	0,04	0,02	0,01	–	–	–	–
	q, дБ	10	15	20	25	30	35	3	5	3	5
2	σ_α, °	0,7	0,35	0,2	0,1	0,08	0,04	–	–	–	–
	q, дБ	0		5	10	15	20	–8	–6	–7	7
3	σ_α, °	0,32	0,16	0,08	0,04	0,02	0,01	–	–	–	–
	q, дБ	0				5	10	–8	–4	–1	11

Предлагаемое решение

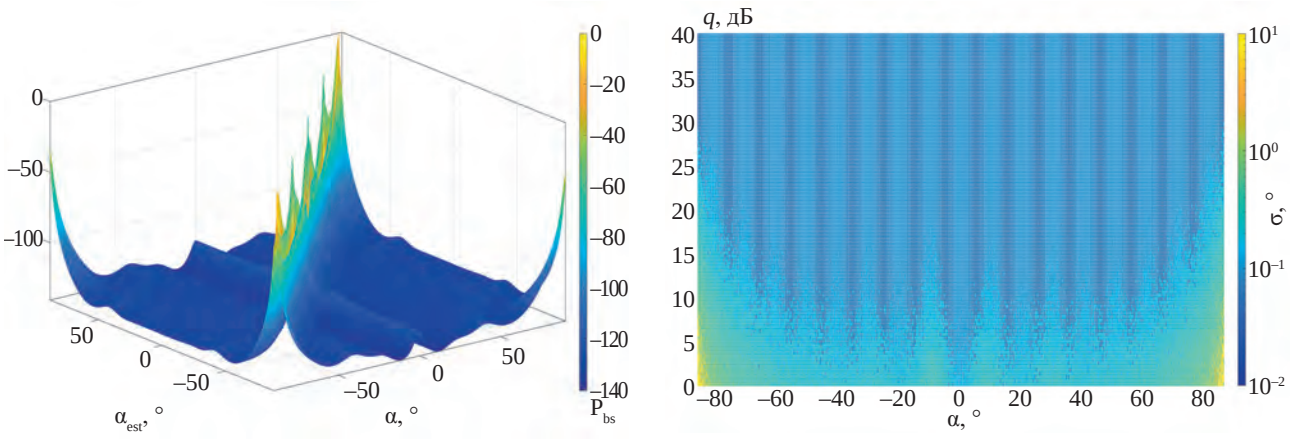
Так как изначально текущие ВПК предназначены для решения другой задачи – адаптивной компенсации АШП, матрица в (2) для их формирования рассчитывается с учетом следующих требований: 1) максимального перекрытия боковых лепестков ДН ОПК в целях сохранения эффективности адаптивной компенсации с множественных направлений АШП; 2) минимально возможного провала ДН ВПК в надире для минимизации отклика ВПК в направлении на цель в случае присутствия эхосигнала от цели в выборке для оценки ПКМ.

В общем случае пеленгация АШП не связана с адаптивной компенсацией АШП, они функционируют независимо друг от друга, поэтому учет вышеуказанных требований



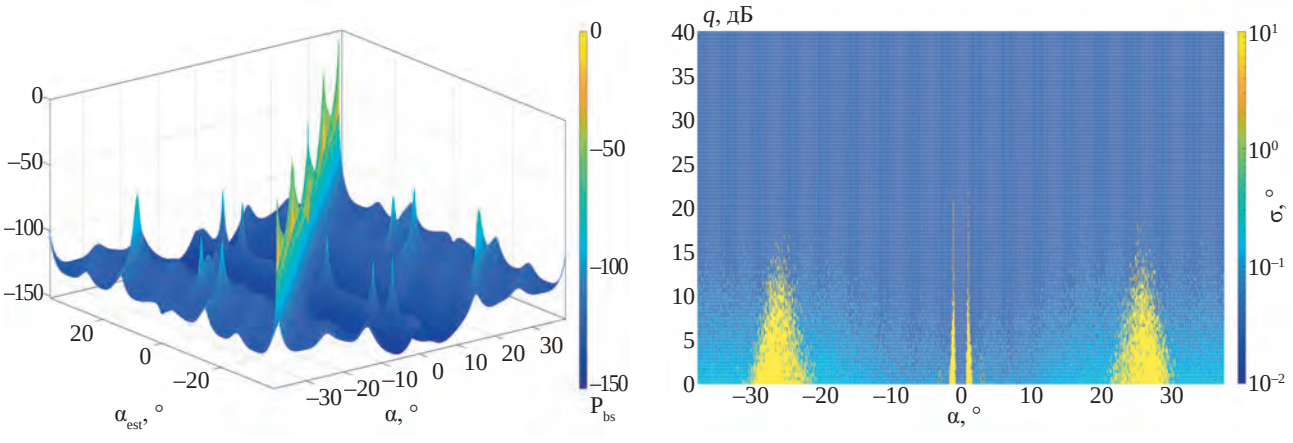
а б

Рис. 8. Алгоритм BS-MUSIC, ФАР 1, зависимости от направления 1 АШП:
а – пеленгационного рельефа $P_{bsm}(\alpha, \hat{\alpha})$; б – СКО оценки пеленга от ОПШ $\sigma(\alpha, q)$



а б

Рис. 9. Алгоритм BS-MUSIC, ФАР 2, зависимости от направления 1 АШП:
а – пеленгационного рельефа $P_{bsm}(\alpha, \hat{\alpha})$; б – СКО оценки пеленга от ОПШ $\sigma(\alpha, q)$



а б

Рис. 10. Алгоритм BS-MUSIC, ФАР 3, зависимости от направления 1 АШП:
а – пеленгационного рельефа $P_{bsm}(\alpha, \hat{\alpha})$; б – СКО оценки пеленга от ОПШ $\sigma(\alpha, q)$

при решении задачи пеленгации не является необходимым. Как было показано ранее по результатам моделирования, произвольное формирование ДН ВПК влияет на показатели качества пеленгатора АШП. В связи с чем предлагается использовать выборку (2) напрямую с элементов ФАР ВПК в обход аналоговой диаграммообразующей схемы ВПК (рис. 11).

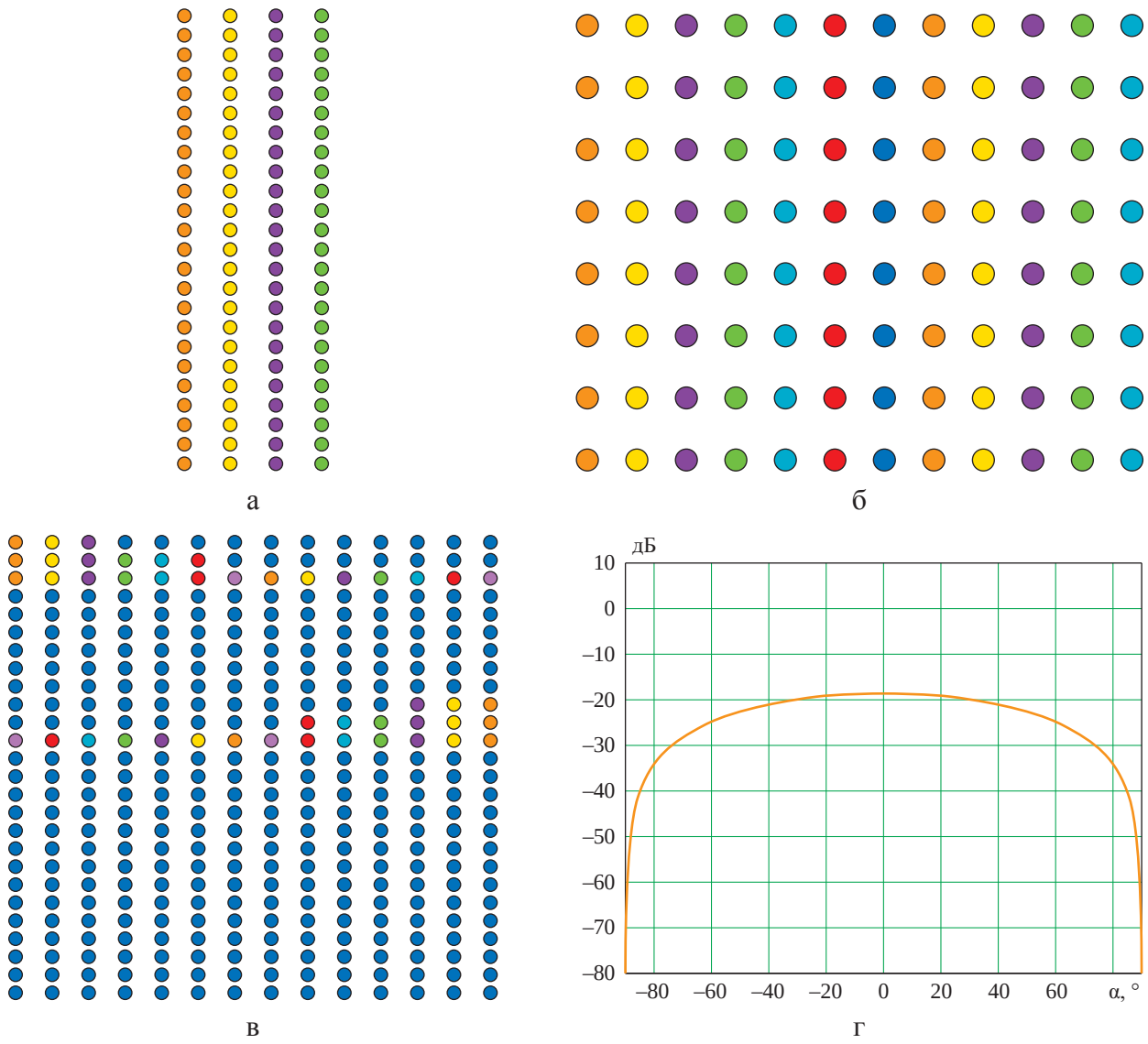


Рис. 11. Предлагаемая конфигурация ВПК: а – ФАР 1; б – ФАР 2; в – ФАР 3; г – ДН ВПК

В таком случае ДН ВПК будет повторять ДН элемента ФАР, а возможные простейшие сочетания ДОМ ВПК, например для ФАР 3, могут быть определены с помощью (18):

$$\mathbf{C}^{1}_{\text{ВПК}} = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & 0 & \mathbf{0}^{1\times 11} \\ 0 & c_2 & 0 & \mathbf{0}^{1\times 11} \\ 0 & 0 & c_3 & \mathbf{0}^{1\times 11} \end{bmatrix}^T \quad \mathbf{C}^{2}_{\text{ВПК}} = \begin{bmatrix} c_1 & \cdots & 0 & \mathbf{0}^{1\times 8} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \mathbf{0}^{1\times 8} \\ 0 & \cdots & c_6 & \mathbf{0}^{1\times 8} \end{bmatrix}^T \quad \mathbf{C}^{3}_{\text{ВПК}} = \begin{bmatrix} c_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & c_{14} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{C}^{4}_{\text{ВПК}} = \begin{bmatrix} c_3 & 0 & 0 & \mathbf{0}^{1\times 11} \\ 0 & c_2 & 0 & \mathbf{0}^{1\times 11} \\ 0 & 0 & c_1 & \mathbf{0}^{1\times 11} \end{bmatrix}^T \quad \mathbf{C}^{5}_{\text{ВПК}} = \begin{bmatrix} c_6 & \cdots & 0 & \mathbf{0}^{1\times 8} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \mathbf{0}^{1\times 8} \\ 0 & \cdots & c_1 & \mathbf{0}^{1\times 8} \end{bmatrix}^T \quad \mathbf{C}^{6}_{\text{ВПК}} = \begin{bmatrix} c_{14} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & c_1 \end{bmatrix}^T \tag{18}$$

где $\mathbf{C}^{1...6}_{\text{ВПК}}$ – шесть сочетаний в зависимости от возможной размерности ДОМ.

Такой подход, помимо прочих показанных далее преимуществ, позволяет динамически изменять размерность матрицы (2) в зависимости от помеховой обстановки или выхода из строя приемных элементов строки ФАР ВПК без потери в качественных и количественных характеристиках пеленгатора АШП. Недостатком является возрастающая

Таблица 4

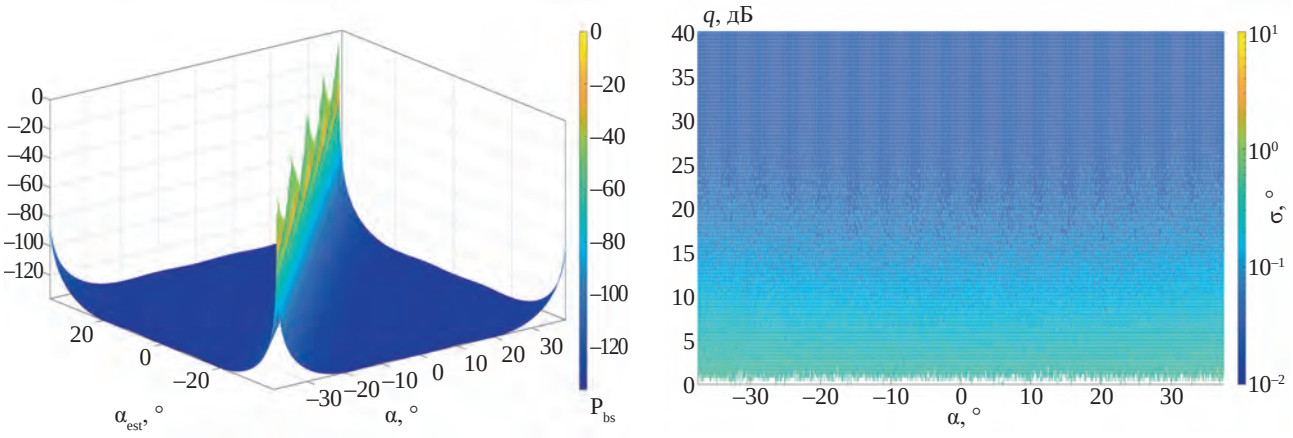
Значения показателей качества пеленгации CAPON, MUSIC, ESPRIT

ФАР / Параметр		N_α						$L_{P=0,5}$		$L_{P=0,9}$	
		128	256	512	1024	2048	4096	min	max	min	max
1	σ_α, °	0,32	0,16	0,08	0,04	0,02	0,01	–	–	–	–
	q, дБ	10	15	20	25	30	35	1	2	1	2
2	σ_α, °	0,68	0,32	0,16	0,08	0,04	0,02	–	–	–	–
	q, дБ	0		5	10	15	20	-2	1	-1	3
3	σ_α, °	0,32	0,16	0,08	0,04	0,02	0,01	–	–	–	–
	q, дБ	0			5	10	15	-1	5	0	6

алгоритмическая сложность при реализации CAPON и MUSIC (без приставки BS-, так как приемные лучи не формируются) в конечной аппаратуре при выборе количества ВПК существенно большего относительно исходного варианта. Следует отметить, что данное решение позволяет также применить и алгоритм ESPRIT в исходном виде.

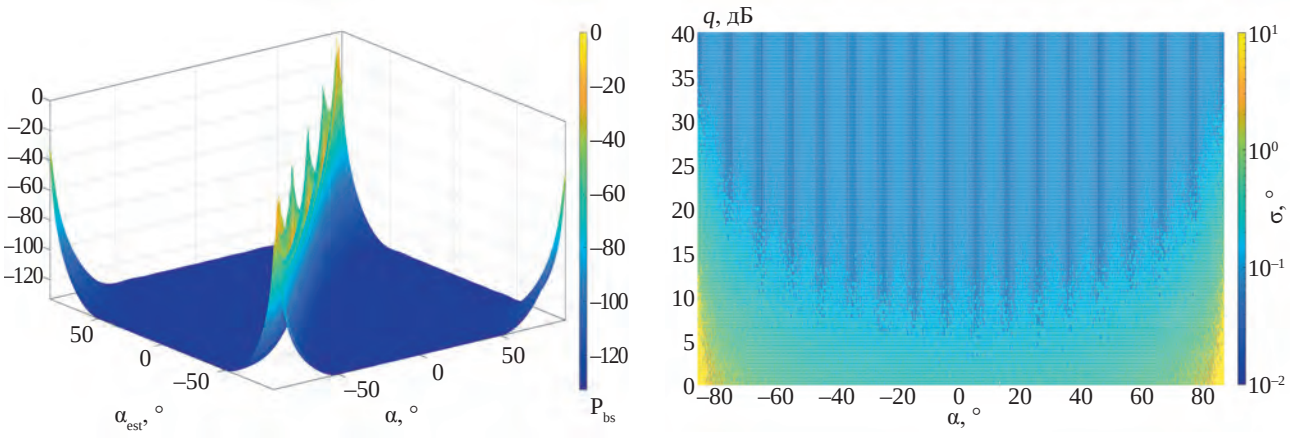
В целом качественные и количественные результаты моделирования алгоритмов CAPON, MUSIC и ESPRIT схожи по значениям и виду, в связи с чем дублирование подобных результатов отдельно для алгоритмов CAPON и ESPRIT в данной работе не является репрезентативным.

В таблицу 4 сведены результаты расчетов, а на рисунках 12–14 отображены



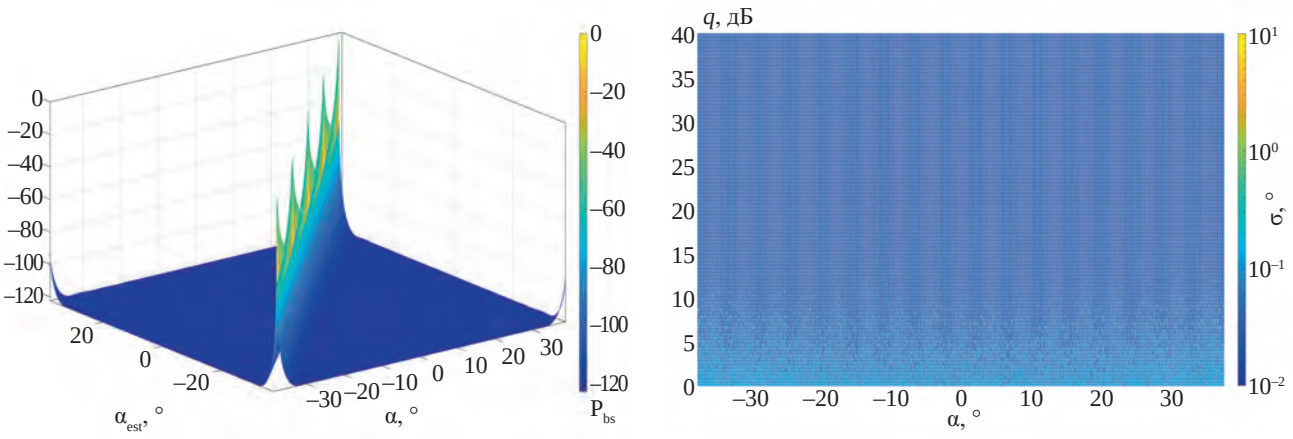
а б

Рис. 12. Алгоритм MUSIC, ФАР 1, зависимости от направления 1 АШП:
а – пеленгационного рельефа $P_{bsm}(\alpha, \hat{\alpha})$; б – СКО оценки пеленга от ОПШ $\sigma(\alpha, q)$



а б

Рис. 13. Алгоритм MUSIC, ФАР 2, зависимости от направления 1 АШП:
а – пеленгационного рельефа $P_{bsm}(\alpha, \hat{\alpha})$; б – СКО оценки пеленга от ОПШ $\sigma(\alpha, q)$



а б

Рис. 14. Алгоритм MUSIC, ФАР 3, зависимости от направления 1 АШП:
а – пеленгационного рельефа $P_{bsm}(\alpha, \hat{\alpha})$; б – СКО оценки пеленга от ОПШ $\sigma(\alpha, q)$

результаты моделирования алгоритма MUSIC с аналогичными параметрами моделирования, соответствующими предыдущему случаю.

Как следует из рисунков 12–14, применение предлагаемого решения позволяет устранить неоднозначность пеленгационного рельефа и сохранить равномерность точности оценки пеленгации АШП в широком диапазоне ОПШ и пространственного положения АШП.

Для наглядного сравнения качества пеленгации АШП с точки зрения требуемого значения ОПШ, в частности вероятности правильного разрешения минимального и максимального числа источников АШП в устройстве ОКИ алгоритма MUSIC, на рисунке 15 показаны соответствующие результаты в зависимости от конфигурации ФАР и ДН ВПК.

Согласно рисункам 15а–15в пеленгация предельного количества АШП с вероятностью правильной ОКИ АШП в BS-MUSIC не менее 0,9 требует ОПШ от 2 до 6 дБ, а 1 АШП требует ОПШ от -1 до 1 дБ при прочих равных условиях и в зависимости от конфигурации ФАР ВПК.

Заключение

Применение штатных ВПК ФАР, предназначенных для автокомпенсации АШП, основано на возможности одновременного решения двух задач и потенциального улучшения характеристик пеленгации по сравнению с моноимпульсным методом без усложнения аппаратной конфигурации ФАР.

Использование выборки напрямую с элементов ФАР ВПК для решения задачи пеленгации АШП в обход аналоговой диаграммообразующей схемы при заданных исходных данных позволит:

1) устранить неоднозначность пеленгационного рельефа с сохранением равномерности точности пеленгации АШП в широком диапазоне ОПШ и направлений АШП;

2) повысить точность пеленгации в выборочных областях пространственных положений АШП при ОПШ менее 10 дБ от ~1° до ~0,1–0,01°, т.е. на два порядка.

А также, в зависимости от конфигурации ФАР ВПК, приведет к:

3) увеличению предельного количества одновременно пеленгуемых АШП до потенциального значения с вероятностью правильной ОКИ в MUSIC более 0,9 со сниженными требованиями к ОПШ до 4 дБ;

4) увеличению требований к ОПШ при вероятности правильной ОКИ в MUSIC более 0,9 при пеленгации 1 АШП до 6 дБ, связанных с ненаправленными свойствами ДН ВПК.

Выбор конкретной формы, отличной от вида *sinc*, ДНА ВПК ФАР в пространстве приемных лучей для решения задачи пеленгации АШП является нетривиальной задачей, а получение обобщенных теоретических научных результатов, вышедших за рамки данной работы, является основой для развития данного направления и дальнейших исследований.

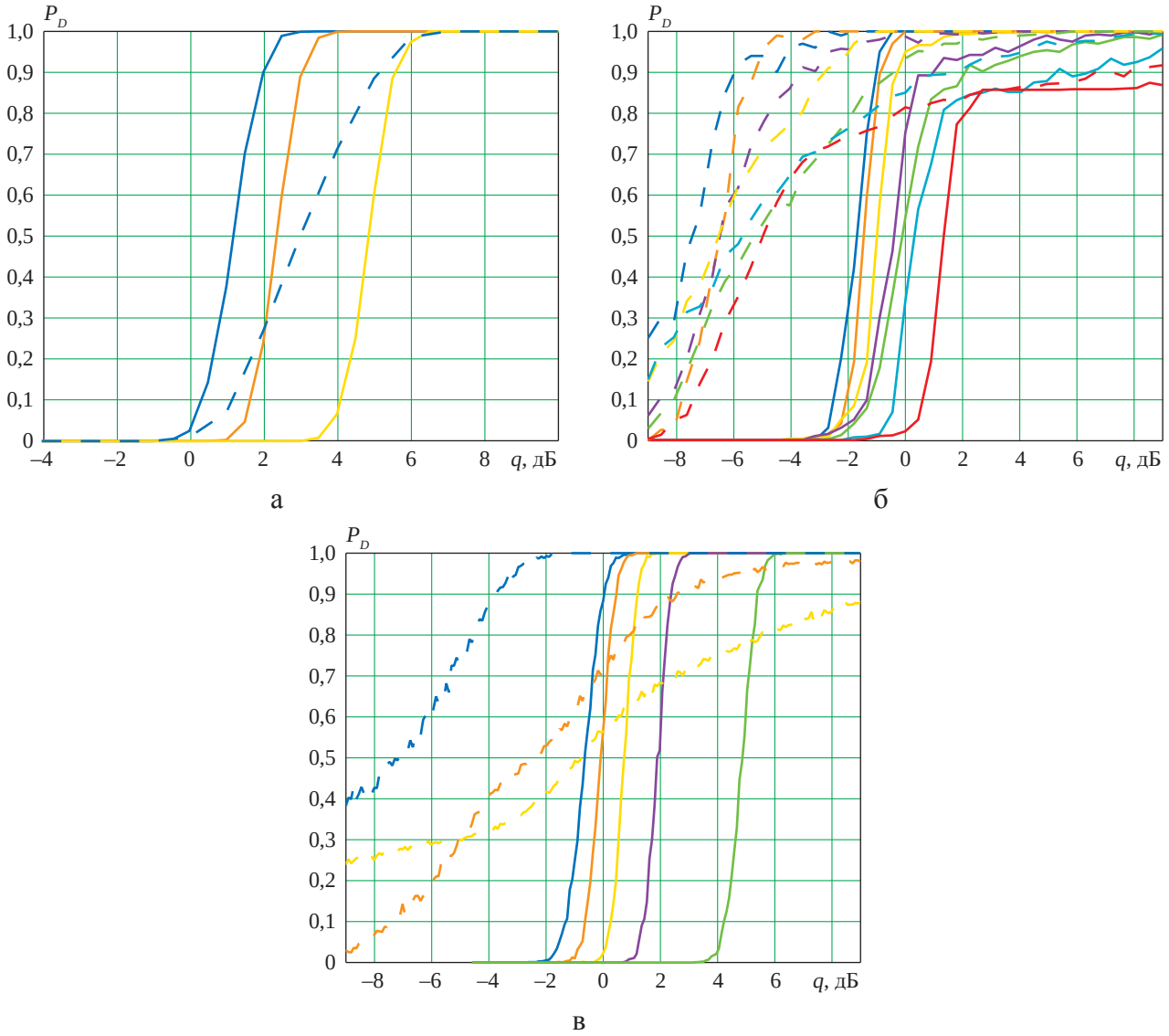


Рис. 15. Зависимость вероятности правильной ОКИ в алгоритме MUSIC от ОПШ и числа АШП $P_D(q, L)$:
а – ФАР 1; б – ФАР 2; в – ФАР 3
– L = 1; – L = 2; – L = 3; – L = 4; – L = 5; – L = 6; – L = 7

Список литературы

1. Johnson D. H., Dudgeon D. E. Array Signal Processing: Concepts and Techniques. Prentice Hall, Englewood Cliffs. NJ, 1993.

2. Van Trees H. L. Optimum Array Processing (Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV). Wiley, New York, 2004.

3. Vinay K. I., Kogon M. S., Manolakis D. Statistical and Adaptive Signal Processing: Spectral Estimation, Signal Modeling, Adaptive Filtering and Array Processing. Artech, 2005.

4. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to Adaptive Arrays. Wiley, New York, 2nd edition, 2011.

5. Melvin W. L., Sheer J. A. Principles of modern radar. Vol. II: Advanced Techniques. SciTech Publishing, 2013.

6. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. Изд. 2-е, доп. М.: ЛЕНАНД, 2022. 240 с.

Об авторе

Шимкин Павел Евгеньевич – кандидат технических наук, заместитель начальника отдела Акционерного общества «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», Москва, Российская Федерация; доцент кафедры радиотехнических приборов и антенных систем Национального исследовательского университета «Московский энергетический институт», Москва, Российская Федерация.

Область научных интересов: разработка методов и алгоритмов цифровой обработки сигналов в радиолокационных системах и комплексах.

The peculiarities of spectral super-resolution method application for jamming detection and location

Shimkin P. E.[1,2]

[1] *All-Russian Scientific Research Institute of Radio Engineering, JSC, Moscow, Russian Federation*

[2] *National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russian Federation*

The paper shows the ambiguity of a spectral super-resolution method application for jamming detection and location in the domain of receiving beams of auxiliary spatial channels (ASC) of a phased array (PA). The ambiguity is indicated by multiple spurious peaks in spatial spectrum calculations. A significant degradation of the jamming detection and location accuracy is shown in large-size regions of jamming detection and location directions, which have a similar effect when detected by means of the best known super-resolution algorithms. A well-grounded and feasible solution is proposed to address the above-mentioned problems. The proposed solution proves efficient by applying the statistical modeling methods and programming.

Keywords: jamming locator, spectral super-resolution method, improved detection and location accuracy, auxiliary spatial channels of phased array

Information about the authors

Shimkin Pavel Evgenievich – Candidate of Engineering Sciences, Deputy Head of Department, JSC All-Russian Scientific and Research Institute of Radio Engineering, Associate Professor of Department of Radio Devices and Antenna Systems, National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russian Federation.

Research interests: development of methods and algorithms of digital signal processing in radar systems.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-55-63
УДК 621.396.677.3

Метод статистического фазового синтеза диаграмм направленности на основе формирования эффективных апертур, имитирующих поворот физических апертур антенных решеток

М. А. Исаков[1,2], А. А. Семенов[1], В. И. Кузнецов[1,2], М. М. Железняк[1]

[1] *Научно-производственное объединение «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина, Москва, Российская Федерация*

[2] *Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), Москва, Российская Федерация*

Основным свойством фазированных антенных решеток является возможность управлять формой и направлением главного максимума диаграммы направленности путем изменения фазового распределения. В настоящей работе рассмотрена вариация известного подхода к минимизации уровня боковых лепестков диаграмм направленности фазированных антенных решеток путем расфазировки части элементов, отличающаяся выбором геометрического места расфазированных элементов таким образом, чтобы имитировать поворот апертуры антенной решетки, что приводит к повороту сечений, в которых располагаются боковые лепестки диаграммы направленности. Представлены результаты применения метода для плоской фазированной антенной решетки *X*-диапазона.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, фазовый синтез, диаграмма направленности, уровень боковых лепестков

Для цитирования: Исаков М. А., Семенов А. А., Кузнецов В. И., Железняк М. М. Метод статистического фазового синтеза диаграмм направленности на основе формирования эффективных апертур, имитирующих поворот физических апертур антенных решеток // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023. № 4. С. 55–63. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-55-63

For citation: Isakov M. A., Semenov A. A., Kuznetsov V. I., Zheleznyak M. M. A method of statistical phase synthesis of radiation patterns based on shaping of effective apertures simulating the rotation of physical antenna array apertures // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2023. No. 4. P. 55–63. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-55-63

Поступила 22.12.2023 *Отрецензирована* 25.01.2024 *Одобрена* 23.03.2024 *Опубликована* 22.10.2024

Введение

Антенные устройства радиолокационных станций построены на основе фазированных антенных решеток (ФАР), обычно плоских и с периодическим расположением антенных элементов. Типичные значения уровня боковых лепестков (БЛ) диаграмм направленности (ДН) таких ФАР составляют от минус 13 до минус 25 дБ.

Сопровождение объектов в радиолокационных станциях производится главным максимумом ДН, не касающимся земли, при этом отдельные БЛ направлены вниз, что обеспечивает прием по БЛ суммарной и разностных ДН ложных сигналов, имеющих те же доплеровские сдвиги, что и цели. Эти сигналы, прошедшие путь, например, «ФАР – цель – подстилающая поверхность – ФАР», называют зеркальными антиподами, искажение ими сигналов целей приводит к ошибкам определения угловых положений целей. Поэтому, хотя желательным является подавление всех БЛ,

© Исаков М. А., Семенов А. А., Кузнецов В. И., Железняк М. М., 2024

наиболее важно подавление БЛ в вертикальной плоскости в направлении земли.

В настоящей работе рассмотрена вариация подхода к минимизации уровня БЛ ДН ФАР путем противофазной расфазировки части элементов в целях формирования октагональных или ромбических эффективных апертур, позволяющих имитировать поворот апертуры ФАР, что приводит к повороту сечений, в которых располагаются БЛ ДН, позволяя достигнуть значительного уменьшения уровней БЛ ДН в вертикальной плоскости.

Представлены результаты расчета коэффициента направленного действия (КНД) в зависимости от уровня БЛ ДН ФАР в вертикальной плоскости в направлении земли.

Технический облик ФАР

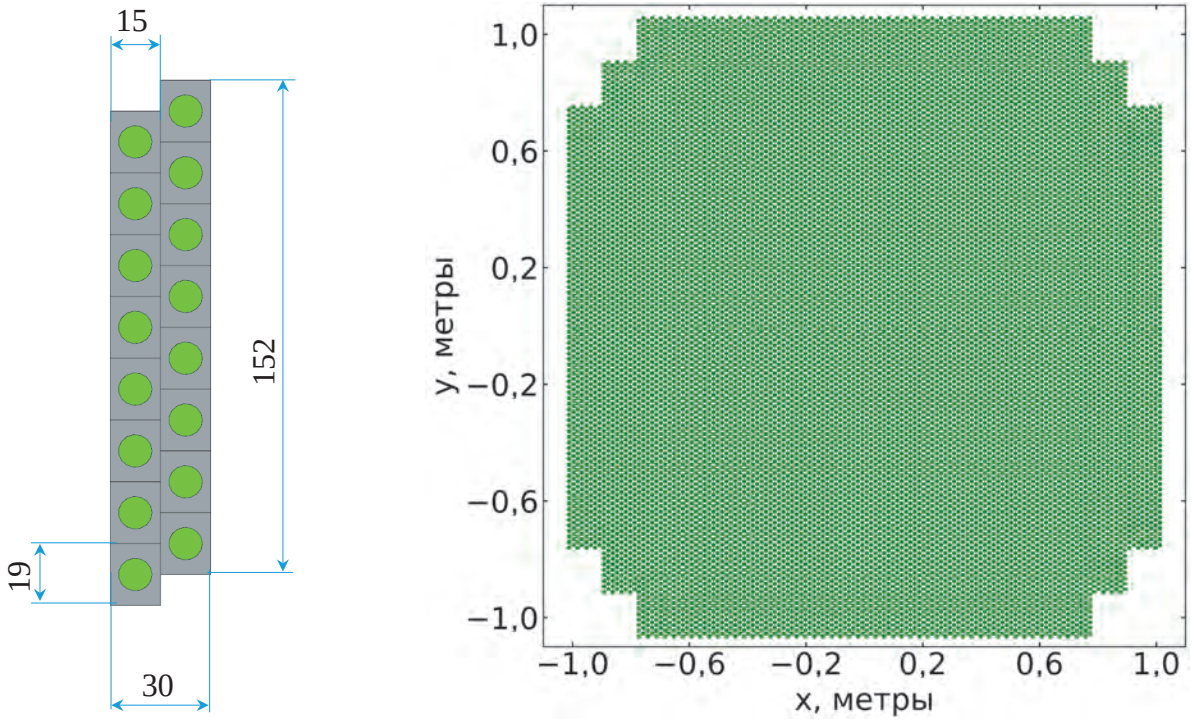
Введем в рассмотрение плоскую ФАР с квазигексагональным расположением элементов (амплитудное распределение, спадающее к краям апертуры), состоящую из 904 модулей по 16 элементов с дискретными фазовращателями каждый (112 строк и 136 столбцов элементов) (рис. 1).

Определим правую декартову прямоугольную систему координат (x, y, z), положив, что апертура ФАР лежит в плоскости xOy, центр апертуры – в начале координат (ось Ox будем называть горизонтальной, ось Oy – вертикальной). Свяжем с декартовой системой сферическую полярную (r, θ, φ) и азимутально-угломестную *(Ludwig 2 Azimut over Elevation) (r, Az, El)* системы координат в соответствии с [1], а также определим обобщенные углы $u = \sin(\theta) \cdot \cos(\varphi) = \sin(Az) \cdot \cos(El)$, $v = \sin(\theta) \cdot \sin(\varphi) = \sin(El)$.

Описание метода фазового синтеза

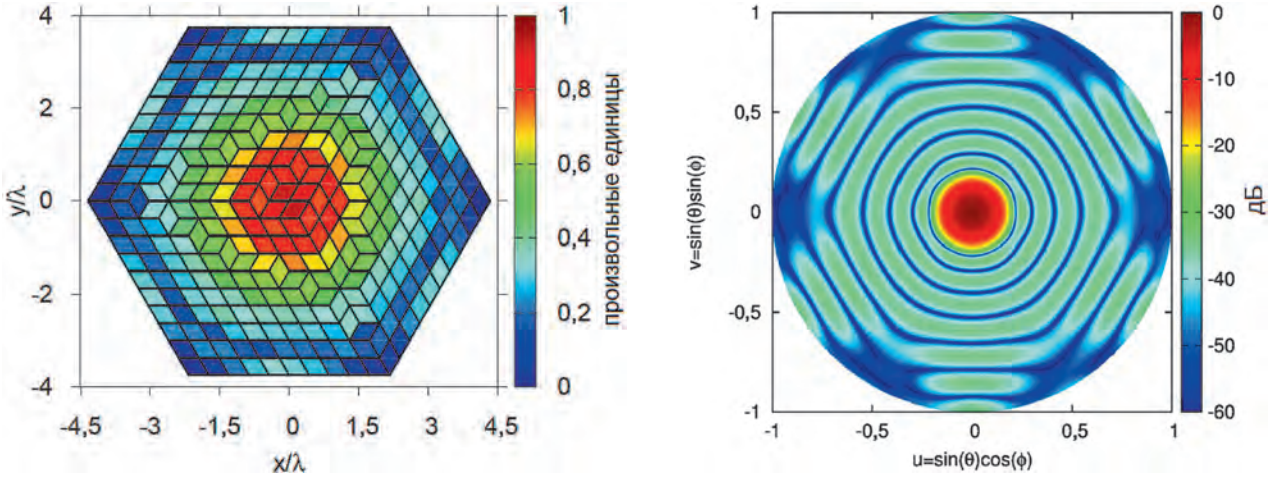
Придание апертуре ФАР формы, отличной от прямоугольной, приводит к увеличению или уменьшению БЛ в разных плоскостях в соответствии с симметрией апертуры ФАР. К примеру, в работе [2] приведена ДН для ФАР с гексагональной симметрией и расположением элементов в ромбических элементарных ячейках: БЛ приобрели гексагональную симметрию, то есть перешли из горизонтальной плоскости xOz (φ = 0°) в плоскости φ = 30° и φ = 150° (рис. 2).

Благодаря тому что симметрия БЛ определяется симметрией апертуры ФАР, для снижения БЛ в вертикальной плоскости у ФАР с прямоугольной апертурой можно просто



а б

Рис. 1. Геометрия ФАР (вид со стороны излучения): а – модуль, б – решетка



а б

Рис. 2. ФАР с гексагональной апертурой и ее ДН при синфазном распределении:
а – амплитудное распределение, б – ДН в координатах (*u*, *v*)



а б

Рис. 3. ФАР с октагональными апертурами:
а – корабельная РЛС AN/SPY-6(V)4 (США) – показана одна из четырех ФАР РЛС,
б – корабельная РЛС OPS-24 (Япония)

повернуть ее на некоторый угол. Однако антенные устройства наземных РЛС имеют большие габаритные размеры и массы, в связи с чем возможности натурного поворота входящих в них ФАР, если они не были предусмотрены заранее, отсутствуют. Поэтому для снижения БЛ в направлении земли проектируются ФАР с октагональными (рис. 3), ромбическими (рис. 4а) и пентагональными апертурами (рис. 4б).

Идеи фазового синтеза описаны в литературе [3], практическое значение имеет снижение уровня БЛ при возможно меньшем снижении коэффициента направленного действия (КНД) в сравнении с синфазным возбуждением [4].

Суть метода заключается в формировании имитирующих поворот ФАР эффективных синфазных апертур (подрешеток) специальных форм (например, октагональных, по мере уменьшения площади вырождающихся в ромбические), путем бинарной расфазировки элементов на периферии апертуры с дискретом π:

$$\varphi_{r,c} = \begin{cases} 0, & \text{с вероятностью } 0{,}5 \\ \pi, & \text{с вероятностью } 0{,}5 \end{cases}, \qquad (1)$$

где *r*, *c* – индексы элементов ФАР по строкам и столбцам соответственно.

Результаты применения метода

При расчетах ДН ФАР использовались формулы, применяющиеся для преобразования поля из ближней зоны на плоскости в дальнюю зону [5], то есть ДН элемента принималась соответствующей ДН диполя.

КНД определяется через интеграл от ДН по полному телесному углу 4π стерадиан, поэтому приведенные далее оценки снижения КНД также соответствуют указанной ДН элемента. Обычно КНД записывают через интегрирование в углах (θ, φ), однако несложно провести замену переменных, переведя интегрирование в углы (*Az*, *El*) или (*u*, *v*) (предположим, что ДН ФАР отлична от нуля только в передней полусфере) (2):



а



б

Рис. 4. Варианты облика антенных устройств РЛС от компании CEA Technologies (Австралия): а – с ромбической апертурой ФАР, б – с пентагональной апертурой ФАР

$$D = \frac{4\pi}{\int_{\varphi=0}^{2\pi}\int_{\theta=0}^{\pi/2} F^2(\theta,\varphi)\sin\theta d\theta d\varphi} = \frac{4\pi}{\int_{Az=0}^{2\pi}\int_{El=-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} F^2(Az,El)\cos El dEl dAz} = \frac{4\pi}{\int_{u=-1}^{1}\int_{v=-1}^{1}\frac{F^2(u,v)}{\sqrt{1-u^2-v^2}}dudv}, \quad (2)$$

где F – ДН по амплитуде.

Максимально достижимое значение D соответствует равномерному амплитудному и синфазному фазовому возбуждению.

Представляет интерес связь между снижением КНД и уровнем боковых лепестков (УБЛ) в вертикальной плоскости. Было смоделировано 8 эффективных апертур постепенно уменьшающихся размеров. Для каждой эффективной апертуры генерировались N = 100 различных случайных реализаций статистической расфазировки, для каждого из этих фазовых распределений вычислялись ДН, снижение КНД и УБЛ в вертикальной плоскости в направлении земли. Из полученных множеств находились значения снижения КНД и значения УБЛ. Расчеты проводились для частоты f_0 = 9 ГГц.

На рисунке 5 представлены фазовые распределения, реализующие 8 эффективных апертур, строящихся на основе квадрата со стороной d, принимающей различные значения.

На рисунках 6–8 показаны ДН в координатах (Az, El) в интервалах [–5, 5] градусов и ДН в координатах (u, v) в передней полусфере для фазовых распределений рисунков 5а, 5г, 5ж.

БЛ из горизонтальной φ = 0° и вертикальной φ = 90° плоскостей переместились в плоскости φ = 45° и φ = 135°. Разностные ДН при этом существенно не искажаются, поскольку фазовые распределения в статистическом смысле симметричны.

На рисунке 9 показана связь между средними величинами (по N = 100 реализациям) снижения КНД и УБЛ в вертикальной плоскости в направлении земли для эффективных апертур, приведенных на рисунке 5. «Усы» показывают интервалы от минимальных до максимальных значений УБЛ в различных реализациях. Для апертуры рисунка 5е при снижении КНД $\Delta D \approx -2$ дБ УБЛ в вертикальной плоскости в направлении земли в ряде реализаций опускается ниже минус 40 дБ.

Форма кривой на рисунке 9 ожидаема: по мере увеличения количества расфазированных элементов связь между снижением КНД и УБЛ в вертикальной плоскости в направлении земли практически линейная, однако такой характер зависимости не может сохраняться, иначе пришлось бы ожидать ультранизкие УБЛ от ФАР, большая часть элементов которой случайным образом расфазирована. Зависимость выходит на насыщение, а затем разворачивается, сохраняя

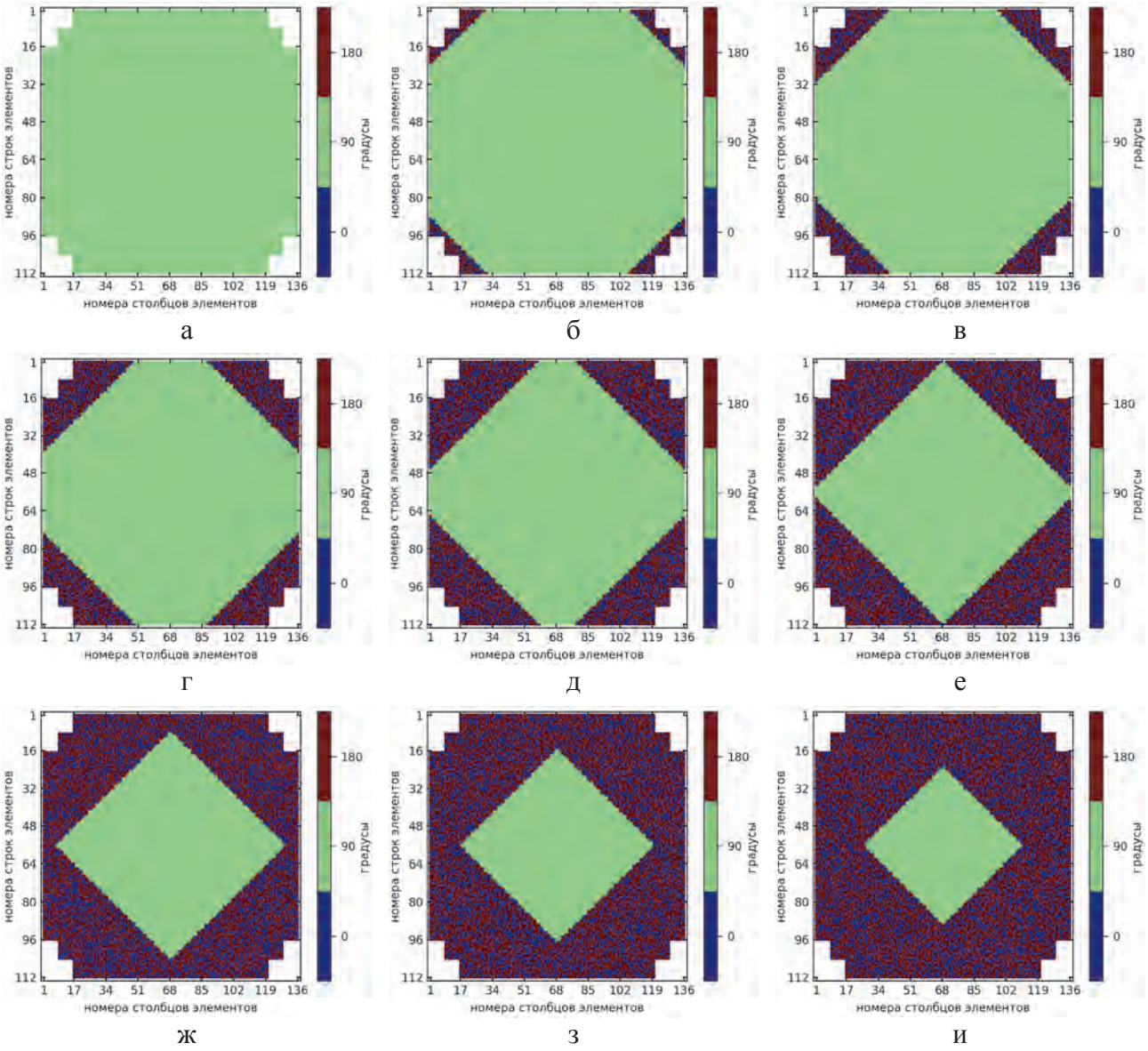


Рис. 5. Реализации расфазировки для эффективных апертур: а – синфазное распределение, б – 2,3 м, в – 2,1 м, г – 1,9 м, д – 1,7 м, е – 1,5 м, ж – 1,3 м, з – 1,1 м, и – 0,9 м

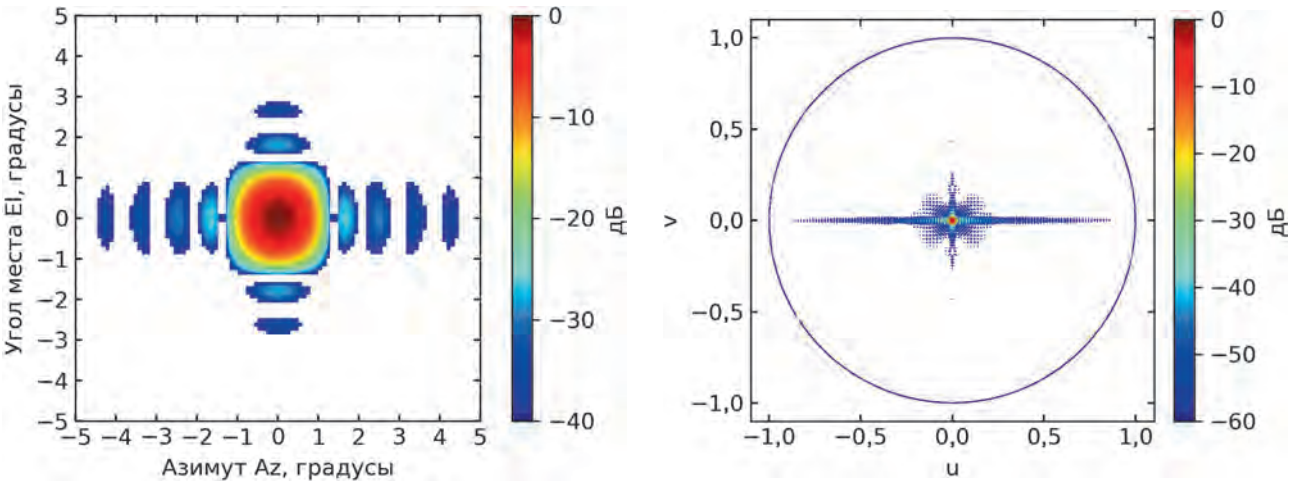
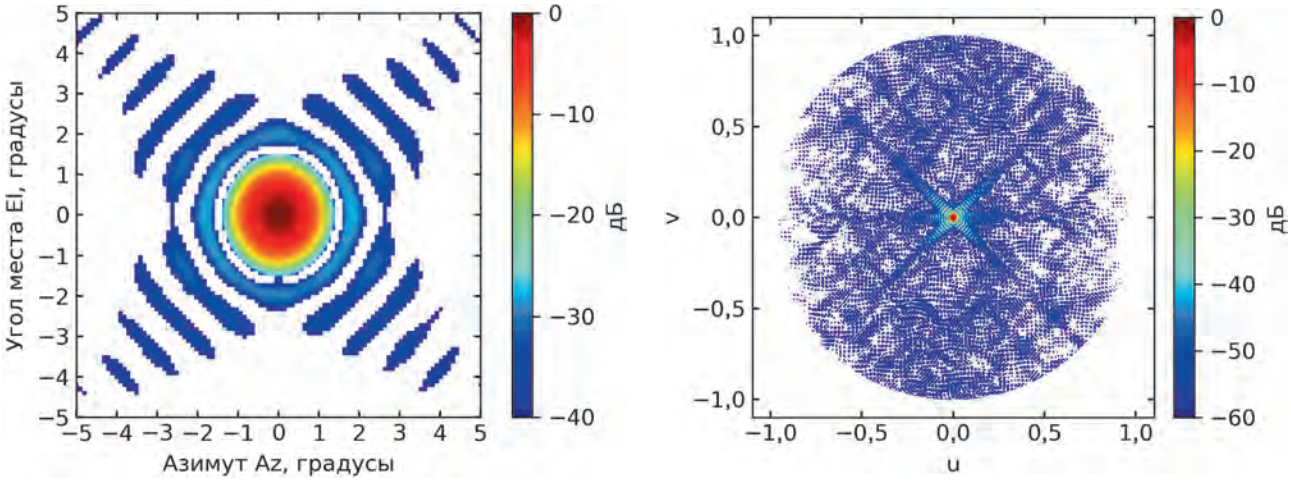
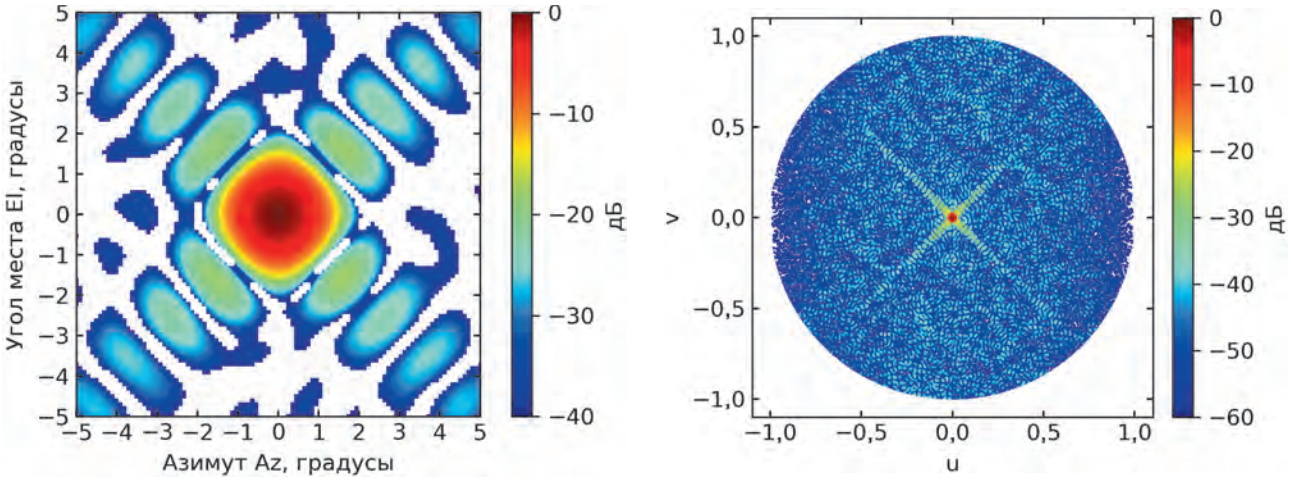


Рис. 6. ДН ФАР в случае синфазного фазового распределения (рис. 5а): а – в координатах (*Az*, *El*), б – в координатах (*u*, *v*)



а б

Рис. 7. ДН ФАР в случае октагональной эффективной апертуры (рис. 5г),
а – в координатах (*Az, El*), б – в координатах (*u, v*)



а б

Рис. 8. ДН ФАР в случае ромбической эффективной апертуры (рис. 5ж),
а – в координатах (*Az, El*), б – в координатах (*u, v*)

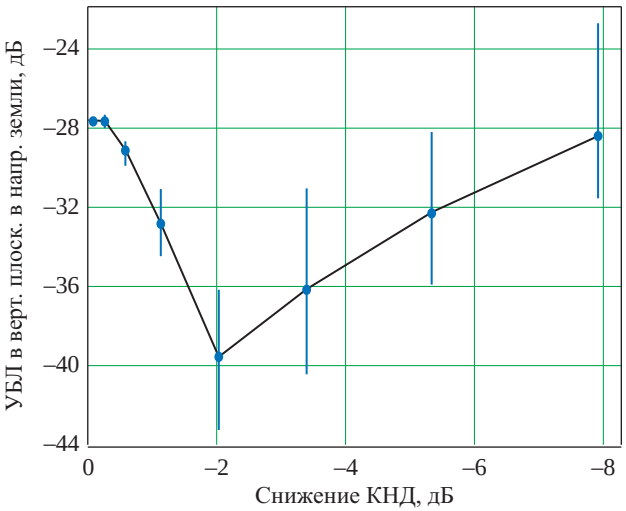


Рис. 9. Связь между УБЛ в вертикальной плоскости и снижением КНД

линейный характер. Разворот прослеживается как по средним, так и по минимальным и максимальным величинам УБЛ.

Путем формирования соответствующих таблиц кодов фаз режим, аналогичный показанному на рисунке 5е, был реализован в реальной ФАР, имеющей геометрию, похожую на приведенную на рисунке 1, после чего проведены измерения амплифазометрическим методом в ближней зоне на плоскости. Измерялись не только суммарные, но и разностные ДН в горизонтальной и в вертикальной плоскостях. Измерения производились на двух ортогональных поляризациях. На рисунке 10 приведены амплитудно-фазовые распределения (АФР) на вертикальной E_y поляризации.

В первом приближении можно считать, что направление вектора Пойнтинга совпадает с направлением градиента фазы электромагнитного поля, то есть в этом направлении происходит перекачка мощности от одних элементов ФАР к соседним, благодаря чему форма эффективной апертуры хорошо различима не только на фазовых, но и на амплитудных распределениях (рис. 10а, в).

На рисунке 11 приведены суммарная и разностная ДН в вертикальной плоскости, вычисленные из амплитудно-фазовых распределений в ближней зоне. Результаты измерений согласуются с ожидаемыми: уровни БЛ в сечении в вертикальной плоскости не превышают минус 33 дБ, в сечениях в косых плоскостях достигают уровня минус 18 дБ.

Заключение

Метод статистического фазового синтеза на основе имитации поворота апертуры антенных решеток позволяет простым способом решить задачу существенного уменьшения уровня БЛ в вертикальной плоскости.

Сравнение с другими методами не приведено, так как метод не претендует на энергетическую эффективность, однако для ряда задач снижение БЛ важнее сопутствующего значительного снижения КНД.

Метод применим при отклонении луча для ФАР со значительными величинами дискретов фазирования ($\pi/4$ и более) и существенно не искажает разностные диаграммы, поскольку фазовые распределения статистически симметричны.

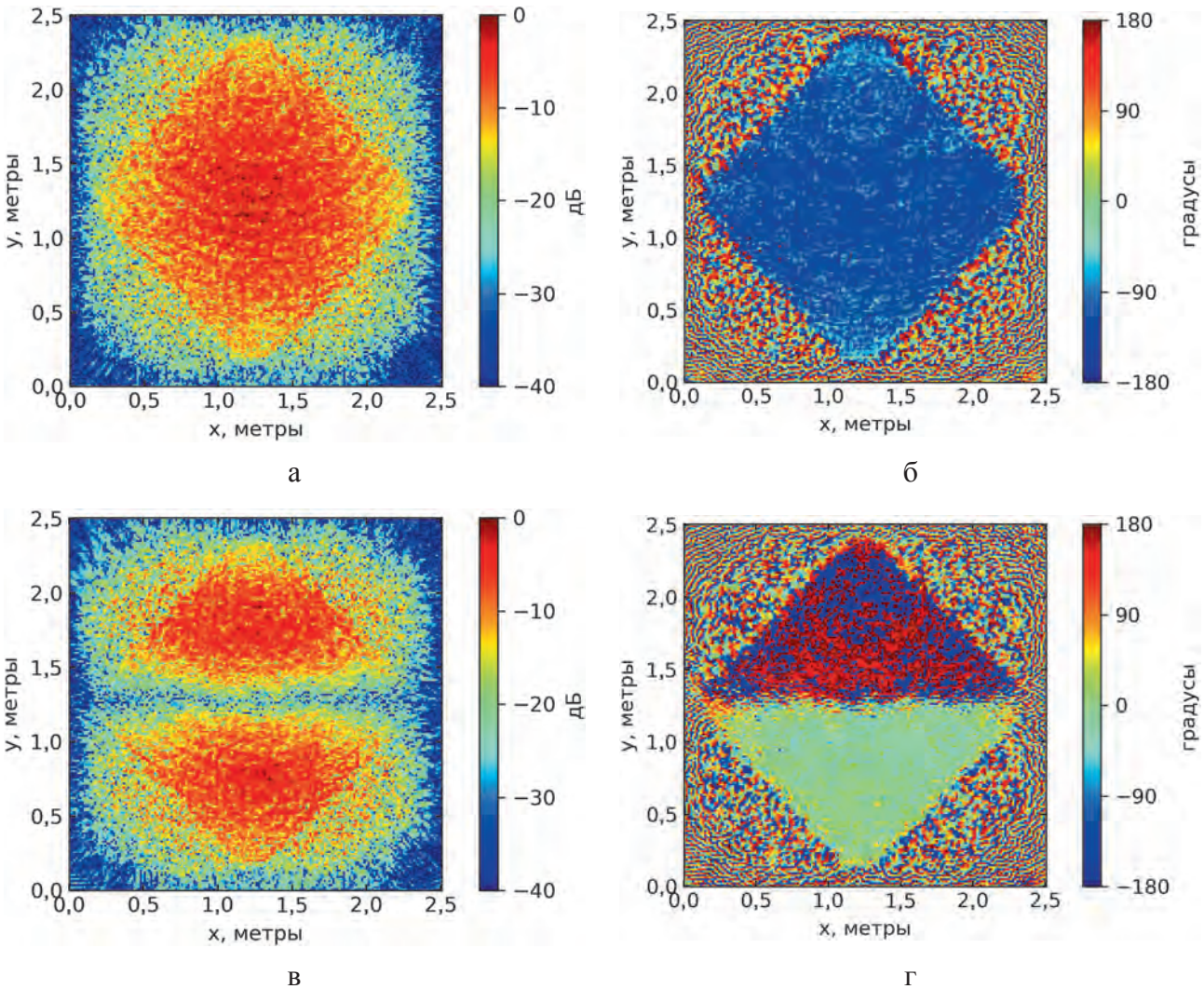
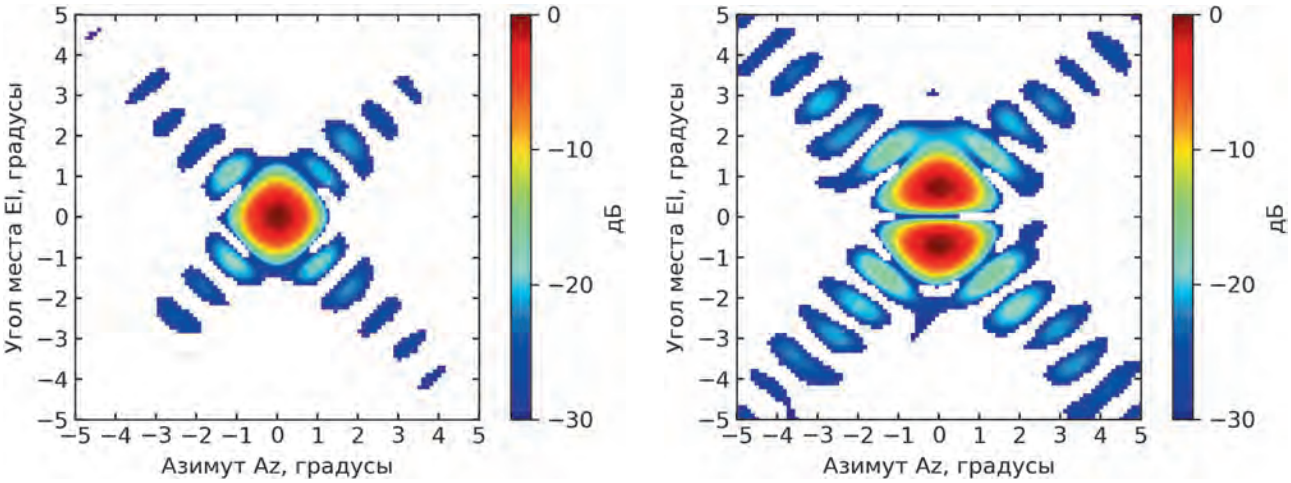


Рис. 10. Амплитудно-фазовые распределения: а, б – амплитудная и фазовая части, соответствующие суммарной ДН; в, г – амплитудная и фазовая части, соответствующие разностной ДН в вертикальной плоскости



а б

Рис. 11. ДН ФАР: а – суммарная, б – разностная в вертикальной плоскости

Расчетные характеристики диаграмм направленности, полученные формированием эффективных апертур, имитирующих поворот физической апертуры ФАР, подтверждены экспериментально.

Список литературы

1. Ludwig A. C. The definition of cross polarization // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1973. Vol. 21. No. 1. P. 116–119.

2. Rocca P., Anselmi N., Polo A., Massa A. Modular Design of Hexagonal Phased Arrays Through Diamond Tiles // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2020. Vol. 68. No. 5. P. 3598–3612.

3. Кашин В. А. Статистический синтез антенных решеток // Радиотехника и электроника. 1971. Т. 16. № 11. С. 2082–2090.

4. Кашин В. А. Методы фазового синтеза антенных решеток // Успехи современной радиоэлектроники. 1997. № 1. С. 47–60.

5. Бахрах Л. Д., Кременецкий С. Д., Курочкин А. Н. и др. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне. Л.: Наука, 1985. 272 с.

Об авторах

Исаков Михаил Александрович – кандидат физико-математических наук, заместитель начальника отдела Научно-производственного объединения «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина, Москва, Российская Федерация; доцент кафедры радиолокации, управления и информатики Московского физико-технического института (национальный исследовательский университет), Москва, Российская Федерация.

Область научных интересов: физика и техника полупроводников, радиолокация, обработка сигналов, антенные решетки, антенные измерения, фазовый синтез.

Семенов Андрей Александрович – кандидат технических наук, начальник научно-исследовательского отделения Научно-производственного объединения «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина, Москва, Российская Федерация.

Область научных интересов: радиолокация, обработка сигналов, антенные решетки, антенные измерения, фазовый синтез.

Кузнецов Владислав Игоревич – инженер 1 категории Научно-производственного объединения «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина, Москва, Российская Федерация; магистрант кафедры радиолокации, управления и информатики Московского физико-технического института (национальный исследовательский университет), Москва, Российская Федерация.

Область научных интересов: радиолокация, обработка сигналов, антенные решетки, антенные измерения, фазовый синтез.

Железняк Михаил Михайлович – кандидат технических наук, начальник отдела Научно-производственного объединения «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина, Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: радиолокация, обработка сигналов, антенные решетки, антенные измерения, фазовый синтез.

A method of statistical phase synthesis of radiation patterns based on shaping of effective apertures simulating the rotation of physical antenna array apertures

Isakov M. A.[1,2], Semenov A. A.[1], Kuznetsov V. I.[1,2], Zheleznyak M. M.[1]

[1] PJSC Almaz Research and Production Corporation named after Academician A. A. Raspletin, Moscow, Russian Federation

[2] Moscow Institute of Physics and Technology (National Research University), Moscow, Russian Federation

The basic feature of phased arrays is the possibility to control the shape and direction of the radiation pattern maximum by changing the phase distribution. The paper covers a variation of the well-known approach to minimization of the side lobe level of phased array radiation patterns by dephasing certain elements. The distinctive feature of the approach is the locus of dephased elements, which is selected to simulate the antenna array aperture turning, resulting in rotation of cross sections where the side lobes of the radiation pattern are located. The results of method application for an X band planar phased array are represented.

Keywords: phased array, phase synthesis, radiation pattern, side lobe level

Information about the authors

Isakov Mikhail Aleksandrovich – Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Deputy Head of Department, PJSC Almaz R&P Corp. named after Academician A. A. Raspletin, Moscow, Russian Federation; Associate Professor of Department of Radiolocation, Control and Computer Science, Moscow Institute of Physics and Technology (National Research University), Moscow, Russian Federation.
Research interests: semiconductor physics and technology, radiolocation, signal processing, antenna arrays, antenna measurements, phase synthesis.

Semenov Andrey Aleksandrovich – Candidate of Engineering Sciences, Head of R&D Department, PJSC Almaz R&P Corp. named after Academician A. A. Raspletin, Moscow, Russian Federation.
Research interests: radiolocation, signal processing, antenna arrays, antenna measurements, phase synthesis.

Kuznetsov Vladislav Igorevich – Engineer of the 1st category, PJSC Almaz R&P Corp. named after Academician A. A. Raspletin, Moscow, Russian Federation; Master's Degree Student of Department of Radiolocation, Control and Computer Science, Moscow Institute of Physics and Technology (National Research University), Moscow, Russian Federation.
Research interests: radiolocation, signal processing, antenna arrays, antenna measurements, phase synthesis.

Zheleznyak Mikhail Mikhailovich – Candidate of Engineering Sciences, Head of Department, PJSC Almaz R&P Corp. named after Academician A. A. Raspletin, Moscow, Russian Federation.
Research interests: radiolocation, signal processing, antenna arrays, antenna measurements, phase synthesis.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-64-74
УДК 621.396:681.323

Влияние переходных процессов на работу доплеровского обнаружителя

С. И. Зиатдинов, О. И. Красильникова

ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения», Санкт-Петербург, Российская Федерация

Исследована работа доплеровской системы обнаружения, в состав которой входят преобразователь входного высокочастотного сигнала на видеочастоту, M параллельно включенных каналов с полосовыми доплеровскими фильтрами и пороговое устройство. Дана оценка влияния возникающих в доплеровских фильтрах переходных процессов на работу обнаружителя при использовании весовой обработки в радиосистемах со скачкообразным перемещением луча антенны в пространстве. Разработаны модели сигналов. Произведено компьютерное моделирование прохождения смеси полезного сигнала и пассивной помехи по доплеровскому каналу дальности при использовании ряда весовых функций. Показано влияние переходных процессов в доплеровском фильтре на коэффициент подавления пассивной помехи. Дана количественная оценка улучшения отношения сигнал/помеха при использовании предварительной весовой обработки. Представлены рекомендации по использованию схем чересперiодной компенсации пассивных помех в доплеровском канале дальности в сочетании с весовой обработкой сигналов. Показано, что в радиосистемах со скачкообразным перемещением луча антенны в пространстве использование весовой обработки сигналов на входе доплеровского обнаружителя позволяет существенно улучшить его характеристики обнаружения.

Ключевые слова: доплеровский обнаружитель, канал дальности, пассивная помеха, доплеровский фильтр, отношение сигнал/помеха.

Для цитирования: Зиатдинов С. И., Красильникова О. И. Влияние переходных процессов на работу доплеровского обнаружителя // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023. № 4. С. 64–74. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-64-74

For citation: Ziatdinov S. I., Krasilnikova O. I. The influence of transient processes on the operation of the Doppler detector // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2023. No. 4. P. 64–74. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-64-74

Поступила 06.05.2024 *Отрецензирована* 30.05.2024 *Одобрена* 19.08.2024 *Опубликована* 22.10.2024

При создании систем обработки сигналов большое внимание уделяется борьбе с разнообразными помехами. Это могут быть естественные и специально организованные помехи. Естественные помехи связаны внутриприемными шумами, отражениями от различных окружающих предметов, земной и водной поверхностей, метеообразований и т. д. Данные помеховые сигналы имеют различные спектрально-корреляционные характеристики, могут быть стационарными и изменяющимися во времени [1–3].

В большинстве практических случаев для подавления помеховых сигналов используются различные фильтры. Это могут быть фильтры нижних и верхних частот, полосовые и режекторные фильтры с постоянными и переменными параметрами [3–5]. Особое место среди разнообразных помех занимают так называемые пассивные помехи в виде сигналов, отраженных от местных предметов, земной и водной поверхностей, метеообразований. Такие помехи являются, как правило, узкополосными, сильнокоррелированными сигналами. Причем уровень этих помех может на 20–120 дБ превышать полезные сигналы, отраженные от движущихся объектов [5].

© Зиатдинов С. И., Красильникова О. И., 2024

Селекция сигналов от движущихся объектов на фоне пассивных помех основана на различии значений частот Доплера. Для выделения сигналов от движущихся объектов при воздействии на обнаружитель мощных пассивных помех применяют доплеровские фильтры, в качестве которых используют режекторные схемы чересперiодного вычитания необходимой кратности, узкополосные селекторные и режекторные фильтры, а также полосовые фильтры. Это так называемые системы селекции движущихся целей (СДЦ). При этом наибольшей эффективностью при подавлении пассивных помех обладают системы СДЦ с полосовыми доплеровскими фильтрами [6, 7].

При исследовании прохождения полезных сигналов и пассивных помех через средства СДЦ в большинстве случаев рассматриваются стационарные и протяженные во времени помехи. На практике характеристики таких сигналов определяются протяженностью местных предметов, подстилающей поверхности, формой диаграммы направленности антенны, скоростью и видом сканирования пространства. При точечном характере как движущегося объекта, так и местного предмета отраженные сигналы представляют собой ограниченную во времени пачку импульсов. Причем форма огибающей пачки принимаемых импульсов зависит от способа используемого сканирования пространства. При непрерывном движении антенны форма огибающей пачки импульсов повторяет форму диаграммы направленности антенны, которая в теоретических исследованиях принимается либо с учетом боковых лепестков в виде функции типа sin *x*/*x*, либо без учета боковых лепестков в виде гауссовой аппроксимации [8]. При использовании фазированных антенных решеток (ФАР) используется, как правило, скачкообразное перемещение луча антенны в пространстве. В этом случае огибающая пачки отраженных сигналов является прямоугольной функцией времени. В статье рассматривается случай использования ФАР в радиолокационной системе обнаружения.

В качестве средства СДЦ применяются разнообразные фильтры, в которых образуются переходные процессы как по переднему, так и по заднему фронтам пачки принимаемых импульсов [9]. Появление переходных процессов в доплеровских фильтрах может при мощных

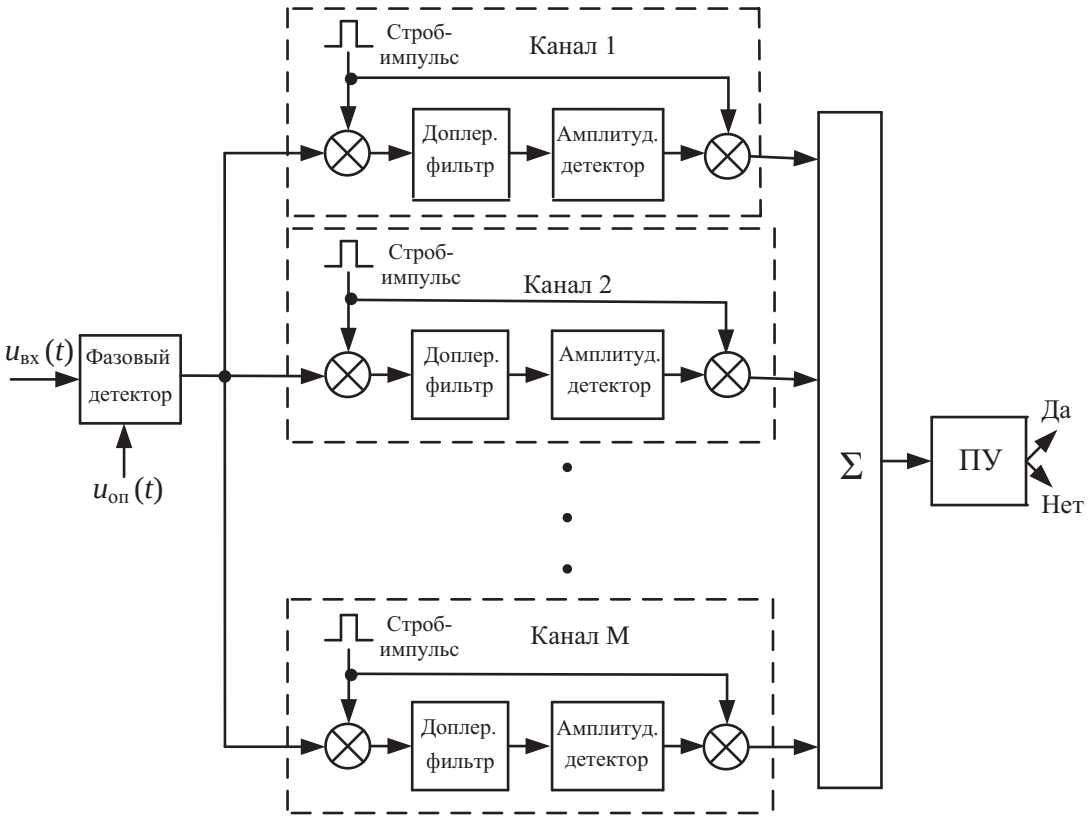


Рис. 1. Доплеровский обнаружитель сигнала

помехах не только ухудшить характеристики обнаружителя, но и полностью нарушить его работу.

Настоящая статья связана с анализом влияния переходных процессов в доплеровских фильтрах на характеристики обнаружения систем СДЦ, использующих как методы череспериодной обработки, так и методы фильтрации на основе полосовых доплеровских фильтров. Значительное место в работе уделено методам уменьшения влияния переходных процессов на обнаружитель с использованием весовой обработки (весовых «окон») принимаемых сигналов.

На рисунке 1 показана схема устройства СДЦ на базе полосовых доплеровских фильтров [1].

В состав данного доплеровского обнаружителя входят фазовый детектор, M идентичных каналов с полосовыми доплеровскими фильтрами, сумматор и пороговое устройство. На рисунке 2 представлены временные

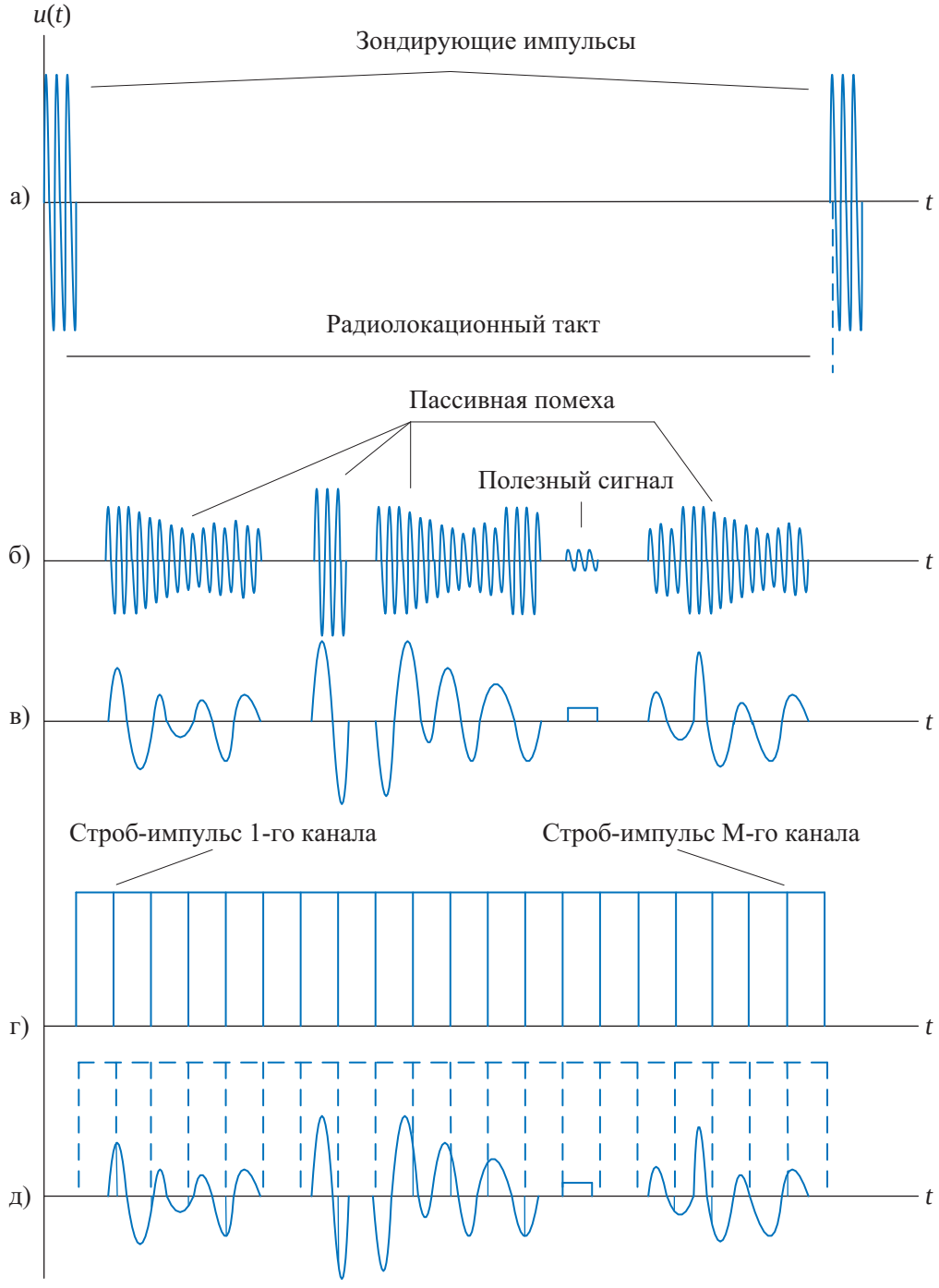


Рис. 2. Сигналы в контрольных точках доплеровского обнаружителя

реализации сигналов в контрольных точках доплеровского обнаружителя.

Фазовый детектор включает в себя перемножитель и фильтр нижних частот. При этом в фазовом детекторе поступающие с приемного устройства высокочастотные сигналы (рис. 2б) путем перемножения с опорным напряжением в виде непрерывного гармонического колебания промежуточной частоты преобразуются на видеочастоту (рис. 2в) и далее подаются одновременно на входы всех M каналов обработки. Каждый канал обработки включает входной строб-каскад в виде перемножителя, полосовой доплеровский фильтр, амплитудный детектор и выходной строб-каскад. Амплитудный детектор состоит из двухполупериодного выпрямителя и сглаживающего фильтра нижних частот. На входной и выходной строб-каскады каждого канала дальности одновременно подаются прямоугольные короткие строб-импульсы (рис. 2г), которыми осуществляется селекция по дальности отраженного сигнала с конкретного разрешаемого участка дальности (рис. 2д). Длительность строб-импульсов равняется длительности разрешаемого в пределах радиолокационного такта участка дальности. В каждом канале дальности рассматриваемого доплеровского обнаружителя полосовыми доплеровскими фильтрами осуществляется межпериодная обработка поступающего сигнала с одного разрешаемого участка дальности. Далее выходные сигналы полосовых доплеровских фильтров поступают на вторые строб-каскады, которые формируют последовательность выходных сигналов каналов дальности, сдвинутых друг относительно друга на время строб-импульса. Сигналы строб-каскадов суммируются и подаются на общее пороговое устройство ПУ. Таким образом восстанавливается вся «дорожка» дальности в пределах каждого радиолокационного такта.

При проведении исследований в качестве доплеровского фильтра был взят дискретный полосовой фильтр Чебышева первого рода четвертого порядка, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которого показана на рис. 3 [11].

Ширина полосы пропускания фильтра на уровне 0,707 равнялась 1000 Гц при нижней частоте среза 800 Гц, верхней частоте среза 1800 Гц и частоте повторения импульсов 5000 Гц. На рисунке 4 представлена АЧХ фильтра нижних частот, входящего в амплитудный детектор.

Для подавления сигналов переходного процесса доплеровского фильтра использовались весовые «окна» в виде отрезка синусоиды и гауссовой кривой. Весовые «окна» показаны на рисунке 5.

На рисунке 6 показана схема доплеровского обнаружителя при использовании весовой обработки сигнала.

В состав каждого канала дальности обнаружителя дополнительно входят генератор весовой функции и перемножитель выходного сигнала строб-каскада и весового «окна». Временные реализации процессов,

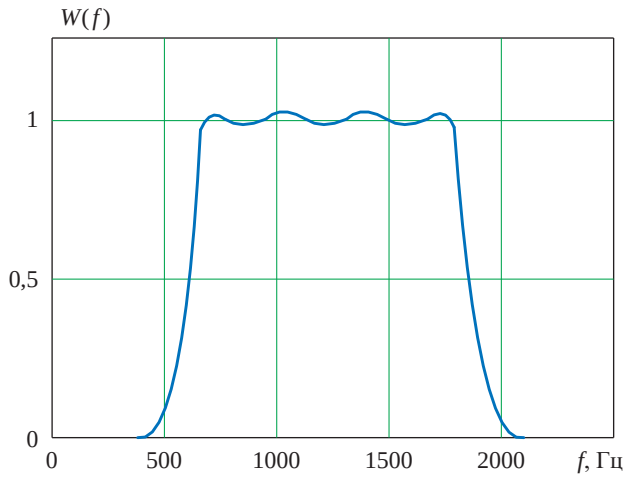


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика полосового доплеровского фильтра

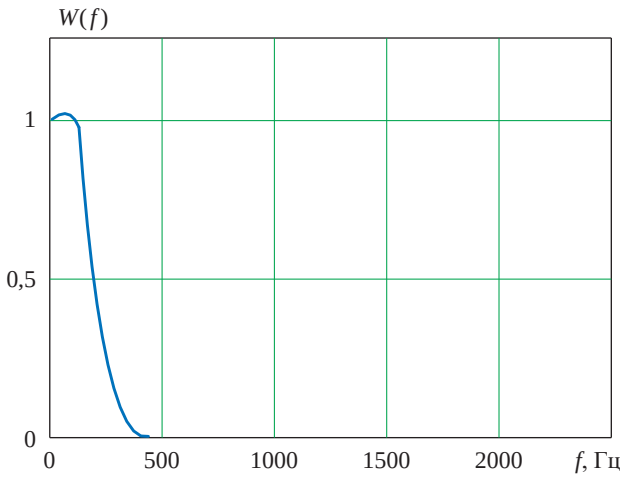


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот

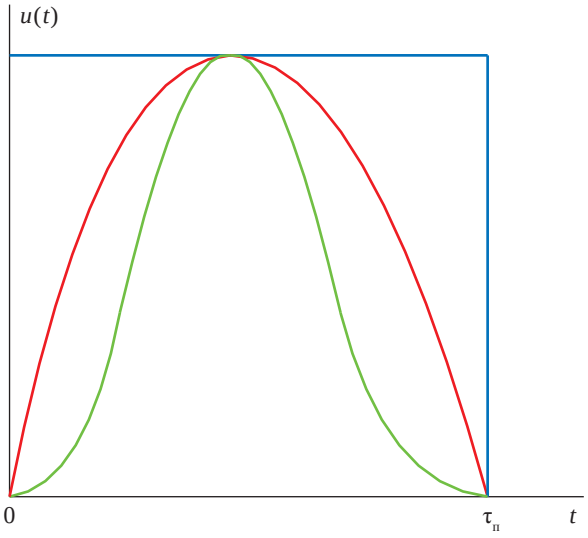


Рис. 5. Весовые функции: ▬ – прямоугольное «окно», ▬ – синусное «окно», ▬ – гауссово «окно»

поясняющие работу обнаружителя, показаны на рисунке 7.

С выхода строб-каскада канала дальности аддитивная смесь пассивной помехи и полезного сигнала в виде короткого прямоугольного видеоимпульса (рис. 7а) поступает на перемножитель, в котором перемножается на весовую функцию (рис. 7б), с выхода которого сигнал (рис. 7в) поступает на вход полосового доплеровского фильтра. После обработки сигналы с выходов вторых строб-каскадов каналов дальности суммируются и подаются на обнаружитель.

Ниже приведена MATLAB-программа моделирования прохождения аддитивной смеси полезного сигнала и пассивной помехи через рассматриваемый доплеровский фильтр. При этом полезный сигнал задавался в виде отрезка отсчетов гармонического сигнала, а пассивная помеха – в виде последовательности немодулированных видеоимпульсов. При моделировании количество импульсов в пачке при ее прямоугольной форме принималось равным 200, что соответствует длительности пачки импульсов 40 мс. Также был рассмотрен случай подавления сигналов переходного процесса, вызванного пассивной помехой, путем использования на входе доплеровского фильтра предварительной режекции входного сигнала схемой однократного чересперiодного вычитания.

MATLAB-программа моделирования.
n = 400 – общее число отсчетов сигнала;
Fs = 5000 – частота следования отсчетов;
dt = 1/Fs – период следования отсчетов;
d = 1:250 – число отсчетов сигнала в пределах пачки;

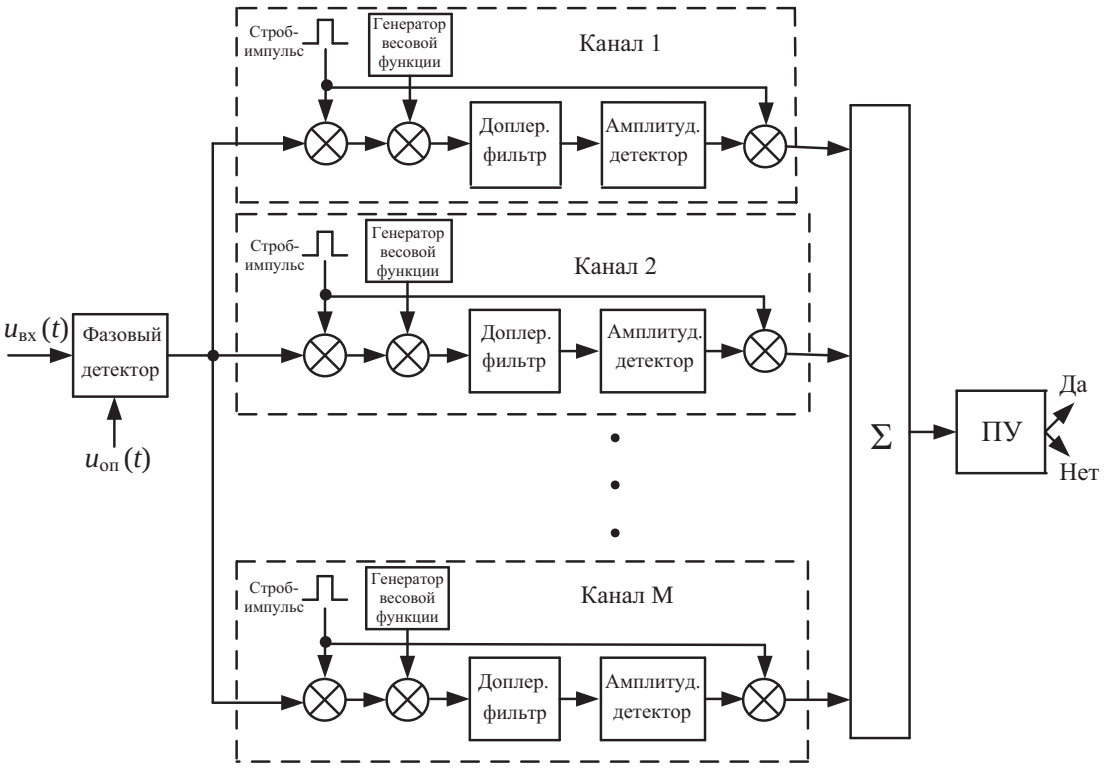


Рис. 6. Доплеровский обнаружитель с весовой обработкой сигнала

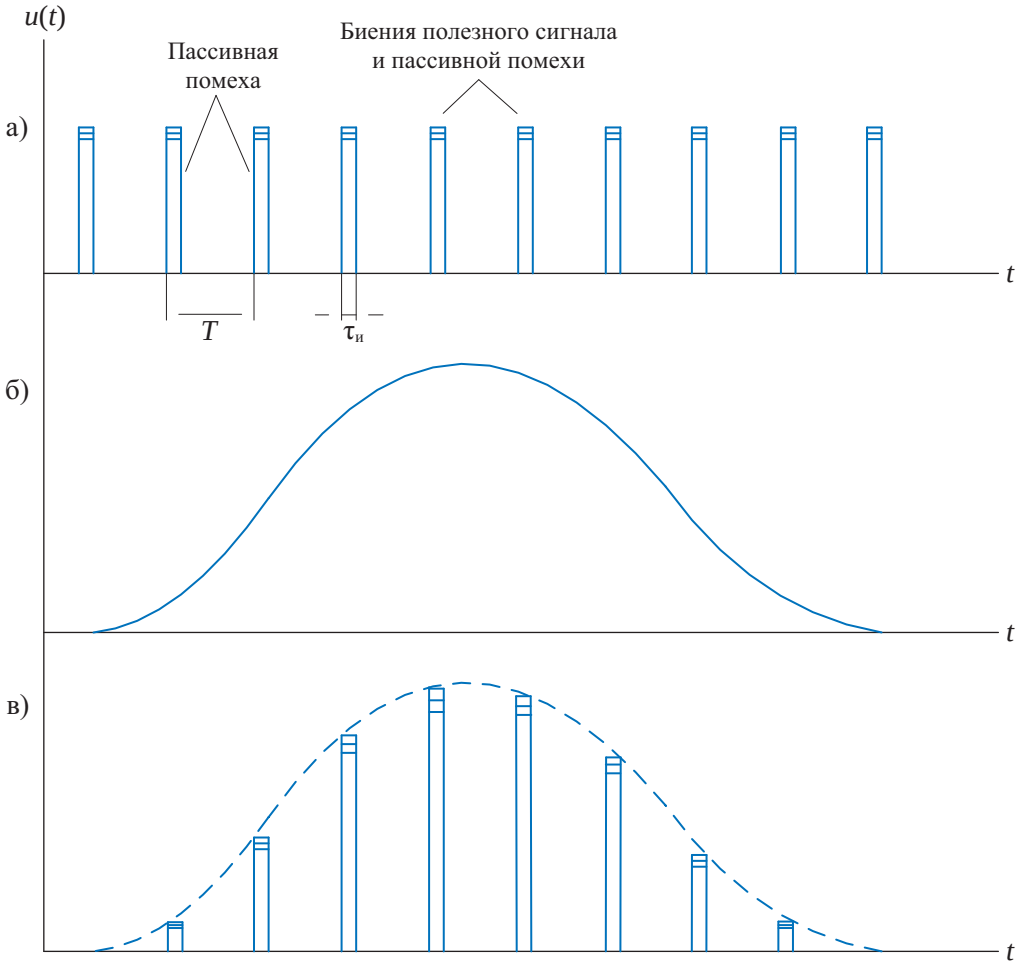


Рис. 7. Входной сигнал доплеровского фильтра: а – прямоугольная пачка аддитивной смеси пассивной помехи и полезного сигнала на выходе первого строб-каскада канала дальности; б – весовая функция; в – пачка импульсов после весовой обработки

t = (d–1)*dt – текущее дискретное время;
Rp = 0,2; Rs = 40 – параметры дискретного полосового фильтра Чебышева;
[b,a] = cheby1(4,Rp,[0,3 0,7]) – весовые коэффициенты доплеровского фильтра;
h = impz(b,a,n,Fs) – дискретная импульсная характеристика доплеровского фильтра;
fc = 1200 – частота полезного сигнала;
fp = 0 – частота пассивной помехи;
Uc = 1 – амплитуда полезного сигнала;
Up = 1000 – амплитуда пассивной помехи;
U = 1 – прямоугольное «окно»;
U = sin(2*pi*12,52*t) – синусное «окно»;
U = exp(–((t–0,02)/0,008)^2) – гауссово «окно»;
s1(d) = U*(Uc*cos(2*pi*fc*t)+Up*cos(2*pi*fp*t)) – сигнал и пассивная помеха в пределах пачки импульсов;
s1(200+d) = 0 – сигнал и пассивная помеха за пределами пачки импульсов;
s(d) = s1(d) – массив смеси полезного сигнала и пассивной помехи;
y(d) = filter(h,1,s(d)) – выходной сигнал доплеровского фильтра;
ud(d) = abs(y(d)) – сигнал после двухполупериодного выпрямителя;
[b,a] = cheby1(4,Rp,0,15) – весовые коэффициенты фильтра нижних частот;
h = impz(b,a,n,Fs) – дискретная импульсная характеристика фильтра нижних частот;
yvix(d) = filter(h,1,ud(d)) – выходной сигнал фильтра нижних частот;
plot(t,2*yvix(d)) – вывод на экран реализации выходного сигнала фильтра нижних частот.

На рисунке 8 представлен выходной сигнал доплеровского канала дальности при воздействии на него прямоугольной пачки импульсов (пассивной помехи) с единичной амплитудой.

Откуда видно, что по переднему и заднему фронтам выходного сигнала присутствуют достаточно мощные импульсы, определяемые переходными процессами доплеровского фильтра и фильтра нижних частот в составе амплитудного детектора. Амплитуда этих импульсов практически равняется половине амплитуды входной пачки импульсов, а длительность выходных импульсов на уровне 0,05 В равняется 3 мс. При этом основной вклад вносит доплеровский фильтр.

Из данного результата можно сделать вывод, что если входным сигналом доплеровского фильтра будет сильнокоррелированная пассивная помеха, намного превышающая по уровню полезный сигнал, то входное соотношение уровней сигнал/помеха сохранится и в выходном сигнале канала дальности. Следовательно, необходимо принимать меры для подавления мешающих сигналов, связанных с переходным процессом.

Ранее отмечалось, что одним из способов уменьшения влияния переходных процессов на рассматриваемую систему СДЦ является использование весовых «окон» и предварительная режекция входного сигнала. Использование весовой обработки заключается в умножении в пределах пачки импульсов на весовую функцию принимаемой смеси полезного сигнала и пассивной помехи [10]. При синусоидальном «окне» весовая функция описывается выражением $g(t) = \sin(\Omega t)$, $0 < t < \tau_п$. В случае гауссова «окна» весовая функция имеет вид $u(t) = \exp[-(t - t_0)^2/Q^2]$ при $0 < t < \tau_п$, где $\tau_п$ – длительность пачки импульсов; t_0 – смещение пачки импульсов относительно начала отсчета. Параметр Q определяет ширину пачки импульсов. При моделировании были приняты следующие значения параметров: Ω = 78,6256 рад/с; t_0 = 20 мс; Q = 8 мс; $\tau_п$ = 40 мс.

На рисунках 9–11 представлены выходные сигналы доплеровского канала дальности, когда на его входе присутствует аддитивная смесь полезного сигнала в виде отрезка гармонического колебания с амплитудой $U_с$ и доплеровской частотой сигнала 1200 Гц, отраженного движущейся целью, и пассивной помехи в виде прямоугольной пачки нефлюктуирующих импульсов с амплитудой $U_п$ и нулевой частотой.

Временная реализация рисунка 9 соответствует случаю прямоугольного «окна» и отношению помеха/сигнал, равному 40 дБ.

При этом предполагалось, что частота полезного сигнала находится в полосе пропускания доплеровского фильтра.

На рисунке 10 показана ременная реализация выходного сигнала канала дальности при использовании синусного «окна» при отношении помеха/сигнал 40 дБ.

Временная реализация рисунка 11 показывает выходной сигнал канала дальности при гауссовом «окне» и отношении помеха/сигнал 40 дБ.

На рисунках 12–14 представлены реализации рисунков 9–11 в логарифмическом масштабе.

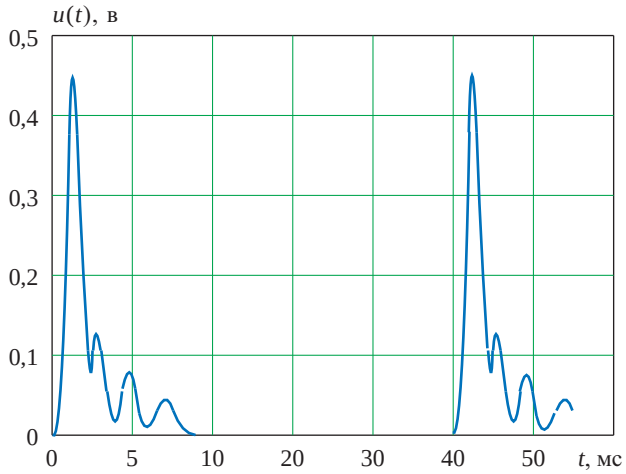


Рис. 8. Выходной сигнал доплеровского канала дальности

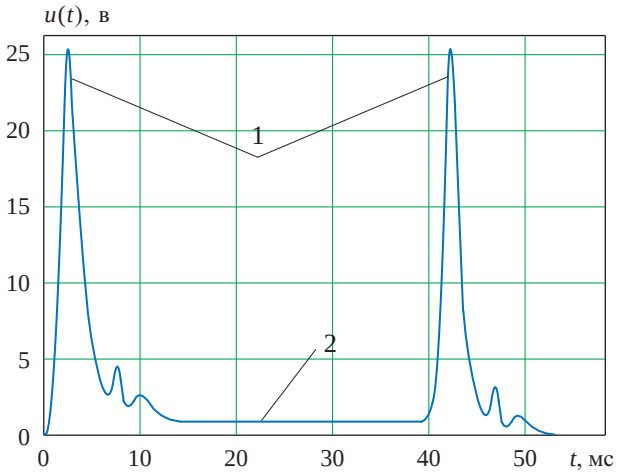


Рис. 9. Выходной сигнал доплеровского канала дальности при прямоугольном «окне»: 1 – выбросы помехи, 2 – полезный сигнал

Из рассмотренных примеров моделирования работы доплеровского обнаружителя видно, что в выходном сигнале присутствует мешающий сигнал, обусловленный переходным процессом в канале обработки, который снижает эффективность доплеровского обнаружителя. При использовании весовых «окон» были получены следующие результаты. Так, в случае применения синусного «окна» подавление мешающего сигнала, связанного с переходным процессом, составило 39,2 дБ, а в случае гауссова «окна» подавление мешающего сигнала равняется 56,3 дБ, что обеспечивает в последнем случае устойчивую работу обнаружителя вплоть до отношений $U_с/U_п$ = -45 дБ при коэффициенте различимости 11 дБ.

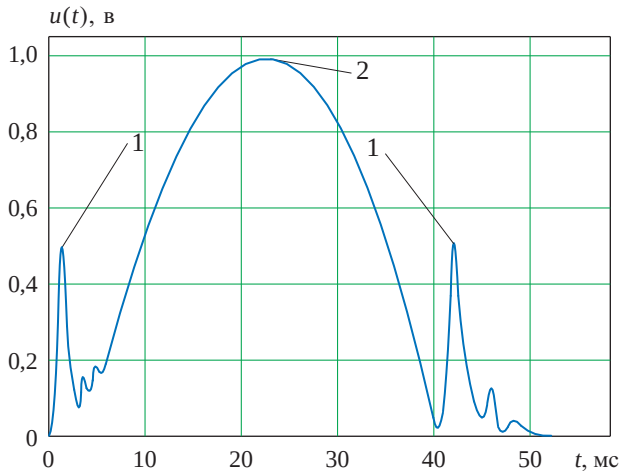


Рис. 10. Выходной сигнал доплеровского канала дальности при синусном «окне»: 1 – выбросы помехи, 2 – полезный сигнал

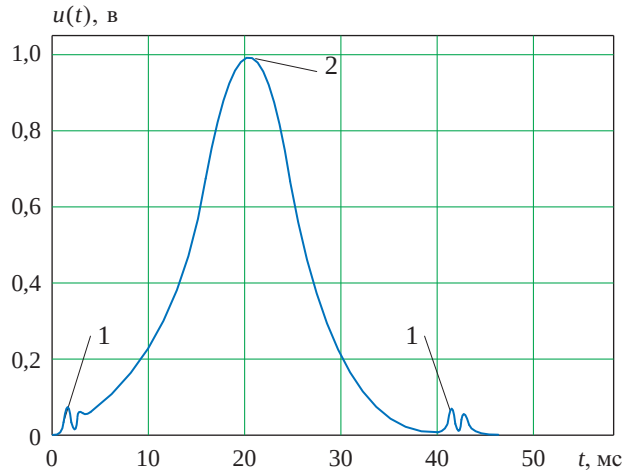


Рис. 11. Выходной сигнал доплеровского канала дальности при гауссовом «окне»: 1 – выбросы помехи, 2 – полезный сигнал

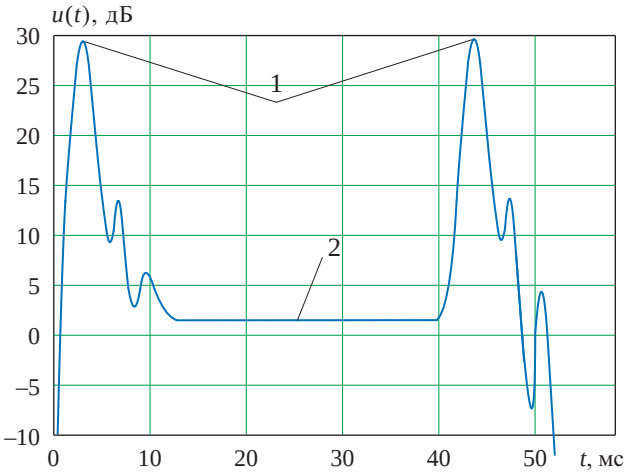


Рис. 12. Выходной сигнал доплеровского канала дальности при прямоугольном «окне»: 1 – выбросы помехи, 2 – полезный сигнал

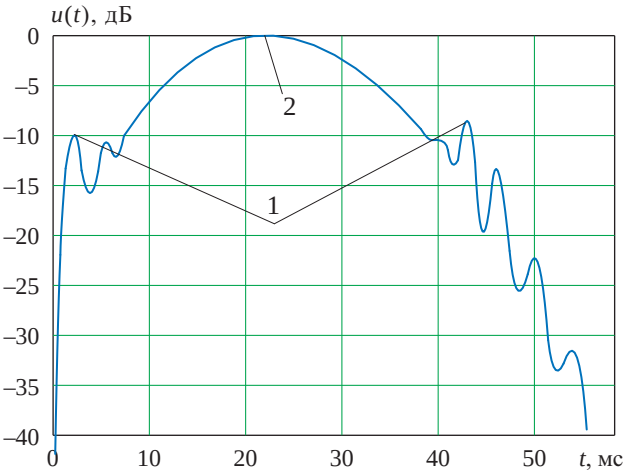


Рис. 13. Выходной сигнал доплеровского канала дальности при синусном «окне»: 1 – выбросы помехи, 2 – полезный сигнал

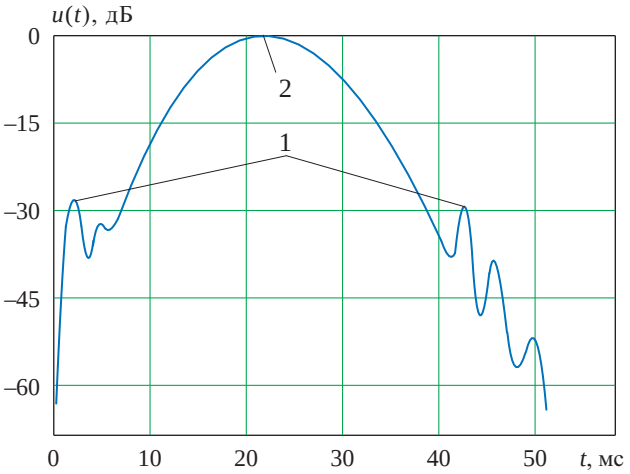


Рис. 14. Выходной сигнал доплеровского канала дальности при гауссовом «окне»: 1 – выбросы помехи, 2 – полезный сигнал

Следует отметить, что существуют другие виды весовых функций. Вместе с тем использование предварительной режекции пассивной помехи схемой однократного чересперiодного вычитания [1] не оказывает существенного влияния на подавление мешающих сигналов, обусловленных переходными процессами. Это связано с тем, что схемы чересперiодного вычитания не подавляют первый и последний импульсы в пачке. Однако целесообразно использовать предварительную режекцию мощных пассивных помех, чтобы исключить возможную перегрузку доплеровского канала обнаружения.

Кроме пассивных помех в приемном тракте РЛС присутствует внутриприемный шум, который также подвергается весовой обработке. Умножение отсчетов внутриприемного шума на весовую функцию не изменяет отношение сигнал/шум в каждом конкретном импульсе. Однако в масштабе всей пачки импульсов имеют место энергетические потери.

Для оценки данных энергетических потерь будем считать отсчеты внутриприемного шума в пределах пачки импульсов независимыми, а полезный сигнал примем в виде последовательности отсчетов нефлюктуирующего гармонического колебания. Пусть отношение сигнал/шум по напряжению в отдельном импульсе составляет p_i. Тогда суммарная дисперсия шума в пачке из N импульсов на входе доплеровского фильтра будет равна $P_{ø} = \sum_{i=1}^{N} (\sigma_i c_i)^2$, где σ_i – среднеквадратическое значение шума в отдельном импульсе, c_i – i-й отсчет весовой функции в пределах пачки импульсов. При этом мощность полезного сигнала будет определяться соотношением $P_{\text{с}} = (\sum_{i=1}^{N} u_i c_i)^2$, где u_{i} – эффективное значение сигнала в отдельном импульсе. Тогда результирующее отношение сигнал/шум по напряжению будет равно $p_\Sigma = p_i \sum_{i=1}^{N} c_i \Big/ \sqrt{\sum_{i=1}^{N} c_i^2}$.

Если принять число импульсов в пачке N = 200 и p_i = 1, то для прямоугольного «окна» p_Σ = 14,14; для синусного «окна» p_Σ = 12,72 и для гауссова «окна» p_Σ = 10,02. Таким образом, использование весовой обработки для подавления помеховых выбросов приводит к неизбежным энергетическим потерям. Однако, как отмечалось ранее, значительные по уровню пассивные помехи могут вообще нарушить нормальную работу обнаружителя.

Более тщательный анализ влияния весовой обработки на энергетические потери при прохождении сигнала через доплеровской канал обнаружителя, включая оптимизацию оконной обработки (выбор наилучшего весового «окна»), а также анализ влияния доплеровской частоты сигнала на отношение сигнал/шум при весовой обработке может составить предмет дополнительных исследований.

Заключение

Использование в радиолокационных системах ФАР с дискретным перемещением луча антенны в пространстве обуславливает поступление отраженных сигналов от объектов в виде пачек импульсов. В свою очередь, прямоугольная форма огибающей пачки импульсов приводит к появлению на фронтах выходного сигнала доплеровского фильтра достаточно значительных выбросов, связанных с переходными процессами. Ситуация резко ухудшается при наличии мощных пассивных помех, уровень которых может превышать полезный сигнал на десятки децибел, что может полностью нарушить работу радиолокационного комплекса. Исследования, проведенные в настоящей статье, показали, что достаточно эффективным способом подавления мешающих сигналов является использование предварительной весовой обработки поступающих на вход доплеровского фильтра сигнала. Так, при гауссовом «окне» подавление мешающего сигнала, вызванного переходными процессами в доплеровском фильтре, достигает 56 дБ. Вместе с тем использование весовой обработки приводит к неизбежным энергетическим потерям. Результаты, полученные в статье, будут полезны при создании радиолокационных комплексов с ФАР.

Список литературы

1. Бакулев П. А., Стенин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 286 с.

2. Попов Д. И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30–33.

3. Попов Д. И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32–37.

4. Котоусов А. С., Морозов А. К. Оптимальная фильтрация и компенсация помех. М.: Горячая линия-Телеком, 2008. 166 с.

5. Зиатдинов С. И. Синтез дискретных полосовых и режекторных фильтров с использованием инвариантных импульсных и переходных характеристик // Изв. вузов России. Приборостроение. 2022, Т. 65, № 12. С. 19–27.

6. Попов Д. И. Оптимизация цифровых систем обработки сигналов // Изв. вузов. Поволжский регион. Технические науки. 2017. № 14. С. 96–105.

7. Зиатдинов С. И. Влияние рассогласования параметров квадратурных каналов на работу адаптивной системы селекции движущихся целей // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 6–8.

8. Ботов М. И., Вяхирев В. А., Девотчак В. В. Введение в теорию радиолокационных систем. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012. 394 с.

9. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: URS., 2016. 915 с.

10. Воробьев С. Н. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Изд. дом «Академия», 2013. 318 с.

Об авторах

Зиатдинов Сергей Ильич – доктор технических наук, профессор Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, г. Санкт-Петербург, Россия.
Область научных интересов: обработка сигналов в радиотехнических системах.

Красильникова Ольга Ивановна – кандидат технических наук, доцент кафедры информационных систем и технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, г. Санкт-Петербург, Россия.
Область научных интересов: компьютерная обработка изображений.

The influence of transient processes on the operation of the Doppler detector

Ziatdinov S. I., Krasilnikova O. I.

Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Saint Petersburg, Russian Federation

The operation of the Doppler detection system has been studied. The system comprises a converter of the input high-frequency signal to video frequency, M parallel-connected channels with bandpass Doppler filters and a threshold device. The paper represents an assessment of the influence of transient processes in Doppler filters upon the operation of the detector when using weighting processing in radio systems with abrupt movement of the antenna beam in space. Signal models have been developed. Computer modeling has been applied to simulate the passage of a mixture of useful signal and passive interference through the Doppler range channel using weighting functions. The influence of transient processes in the Doppler filter on the passive interference suppression ratio is shown. A quantitative assessment of the improvement in the signal-to-noise ratio using pre-weighting processing is given. Recommendations for the use of intercycle compensation schemes for passive interference in the Doppler range channel in combination with weighting signal processing are presented. The authors conclude that in radio systems with abrupt movement of the antenna beam in space, the use of weighting signal processing at the input of the Doppler detector can significantly improve its detection characteristics.

Keywords: Doppler detector, range channel, passive interference, Doppler filter, signal-to-noise ratio

Information about the authors

Ziatdinov Sergey Ilyich – Doctor of Engineering Sciences, Professor, St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Saint Petersburg, Russian Federation.
Research interests: signal processing in radio systems.

Krasilnikova Olga Ivanovna – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Department of Information Systems and Technologies, St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Saint Petersburg, Russian Federation.
Research interests: computer-aided image processing.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-75-84
УДК 621.45

Газогенератор для противообледенительной системы беспилотного летательного аппарата

Д. Д. Шпаковский

Филиал Публичного акционерного общества «ОДК – Сатурн» – Омское моторостроительное конструкторское бюро, Омск, Российская Федерация

Рассмотрен вопрос применения продуктов сгорания газогенератора на основе газотурбинного блока в качестве источника энергии противообледенительной системы летательного аппарата. Предлагаемая тепловая противообледенительная система с газогенератором позволит существенно снизить общий расход топлива для летательного аппарата за счет более эффективного использования химической энергии топлива.

Ключевые слова: газотурбинный двигатель, противообледенительная система, термодинамический расчет

Для цитирования: Шпаковский Д. Д. Газогенератор для противообледенительной системы беспилотного летательного аппарата // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023. № 4. С. 75–84. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-75-84

For citation: Shpakovskiy D. D. A gas generator for the UAV anti-icing system // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2023. No. 4. P. 75–84. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-75-84

Поступила 28.05.2024 *Отрецензирована* 03.07.2024 *Одобрена* 19.08.2024 *Опубликована* 22.10.2024

Для защиты современных летательных аппаратов (ЛА) в большинстве случаев применяются тепловые противообледенительные системы (ПОС): электрические и воздушные. В качестве источников энергии используется как газотурбинный двигатель (ГТД) силовой установки, так и вспомогательная силовая установка. Работа электрической ПОС обеспечивается электрогенератором, привод которого осуществляется от вала ГТД. Для воздушной ПОС производится отбор воздуха из-за компрессора. В обоих случаях отбор энергии от маршевого ГТД ведет к существенному снижению располагаемой мощности на валу винта $N_В$ турбовинтового двигателя (ТВД) или потери тяги R для турбореактивного двигателя (ТРД). Согласно данным [1], представленным на рисунке 1, потери мощности $\Delta N_В$ или тяги ΔR прямо пропорциональны относительной величине отбираемого из-за компрессора воздуха $\Delta G / G_В$.

Поддержание заданной мощности ТВД или тяги ТРД осуществляется путем увеличения расхода топлива, что сопровождается ростом температуры газов $T_Г^*$ перед турбиной и ростом частоты вращения ротора. Величина $T_Г^*$ при прочих равных условиях определяет ресурс двигателя. На графике для ТРД и ТВД отмечены предельные величины $\Delta G / G_В$, при которых двигатель сохраняет приемлемую тягу или располагаемую мощность на валу винта. В случае электрической ПОС механический отбор мощности от вала газогенератора на привод электрогенератора также компенсируется повышенным расходом топлива при законе регулирования $N_В$ = const. На рисунке 2 показаны зоны обогрева защищаемых аэродинамических поверхностей ЛА. Очевидно,

© Шпаковский Д. Д., 2024

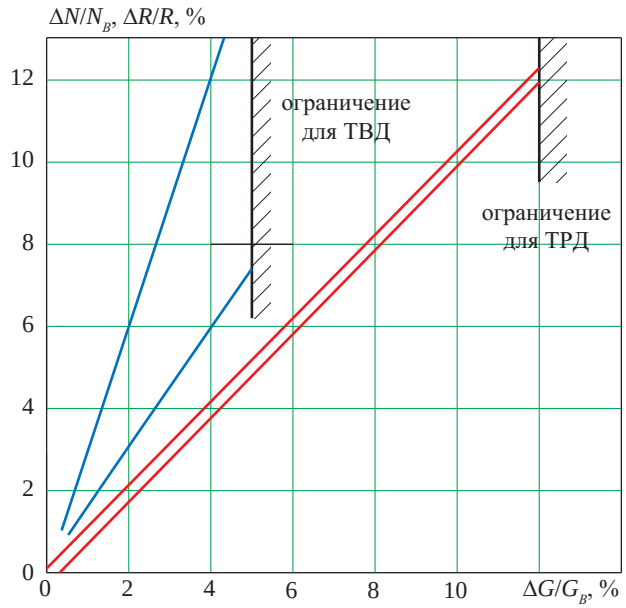


Рис. 1. Влияние отборов воздуха за компрессором ГТД на тягу и располагаемую мощность
– диапазон значений ТВД;
– диапазон значений ТРД

что величина отбираемого воздуха ΔG будет возрастать прямо пропорционально площади планера.

Наиболее остро описанная выше проблема проявляется при организации ПОС дозвуковых беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) с широким диапазоном высот применения и продолжительностью полета от 24 до 50 часов. Примером может служить БПЛА MQ-9 и его модификации производства General Atomics, оснащенные ТВД TPE 331-10GD мощностью $N_В$ = 900 л. с. и расходом воздуха через компрессор $G_В$ = 3,49 кг/с. Размах крыльев MQ-9 (в зависимости от модификации) составляет от 20 до 26 метров. В случае организации традиционной воздушной ПОС величина отбираемого воздуха ΔG может достигать 1 кг/с и более, а $\Delta G / G_В > 25$ %. Двигатель TPE 331-10 GD не обеспечивает такой уровень отбора воздуха.

В настоящей работе рассматривается вопрос применения автономного газогенератора для обеспечения работы ПОС БПЛА. Вместо воздуха в качестве теплоносителя в системе ПОС автор предлагает использовать отработанные продукты сгорания газогенератора. Основной целью является исключение потерь мощности маршевого двигателя и снижение расхода топлива, затрачиваемого на обеспечение работы ПОС.

Предлагаемая тепловая ПОС не может быть применена на пилотируемых летательных аппаратах, поскольку пневматическая система с отборами воздуха включает его подачу на обогрев и кондиционирование кабины экипажа и салона с пассажирами. Кроме того,

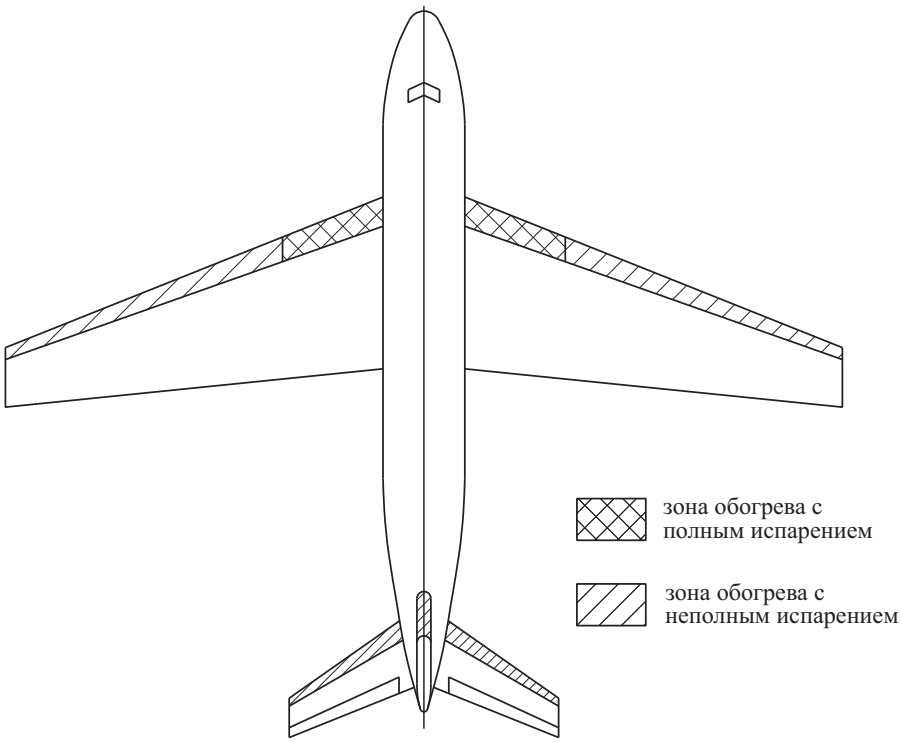


Рис. 2. Зоны обогрева планера летательного аппарата

воздушные суда гражданской авиации оснащаются двигателями с большим запасом мощности и суммарным расходом воздуха, что исключает проблему, описанную выше.

Газогенератор представляет собой малоразмерный одновальный ГТД, состоящий из центробежного компрессора, кольцевой камеры сгорания и осевой одноступенчатой турбины. Схема такого газогенератора представлена на рисунке 3. На входе в компрессор устанавливается осевой воздухозаборник, интегрированный в фюзеляж БПЛА, выходной фланец корпуса турбины соединяется с газоводом ПОС.

Рассмотрим энергетическую эффективность ГТД как источника тепловой энергии для системы ПОС летательного аппарата. Работа термодинамического цикла L_e определяется работой, затраченной на сжатие воздуха L_s, и работой полного расширения газа L_p. Используя теоретические основы, изложенные в работе [2], работу цикла для ТРД или ТВД можно представить с достаточной точностью в следующем виде:

$$L_e = L_p - L_s, \tag{1}$$

$$L_S = \frac{k_B}{k_B - 1} R_{\text{В}} \cdot T_{\text{Н}} \cdot \left(\pi_S^{*\frac{k_B - 1}{k_B}} - 1 \right) \frac{1}{\eta_{\text{К}}^*}, \tag{2}$$

$$\pi_S^* = \sigma_{\text{ВХ}}^* \cdot \pi_V \cdot \pi_{\text{К}}^*,$$

$$\pi_V = (1 + \frac{k_{\text{В}} - 1}{2} M_{\text{П}}^2)^{\frac{k_{\text{В}}}{k_{\text{В}} - 1}},$$

$$L_p = \frac{k_{\Gamma}}{k_{\Gamma} - 1} R_{\Gamma} \cdot T_{\Gamma}^* \left(1 - \frac{1}{\pi_p^{*\frac{k_{\Gamma} - 1}{k_{\Gamma}}}} \right) \cdot \eta_{\text{ТК}}^*, \tag{3}$$

$$\pi_p^* = \pi_S^* \cdot \sigma_{\text{КС}}^* \cdot \sigma_{\text{СА}}^* \cdot \sigma_{\text{С}}^*,$$

где $k_{\text{В}} = 1{,}4$, $R_{\text{В}} = 287$ Дж/(кг×К) – показатель адиабаты и газовая постоянная для воздуха; $k_{\Gamma} = 1{,}33$, $R_{\Gamma} = 287{,}6$ Дж/(кг×К) – показатель адиабаты и газовая постоянная для продуктов сгорания; $T_{\text{Н}}$ – температура на входе в двигатель; $M_{\text{П}}$ – число Маха полета; $\eta_{\text{К}}^*$, $\eta_{\text{ТК}}^*$ – адиабатический КПД компрессора и турбины; $\pi_{\text{К}}^*$, π_V – степень сжатия воздуха, соответственно, в компрессоре и воздухозаборнике; $\sigma_{\text{ВХ}}^*$, $\sigma_{\text{КС}}^*$, $\sigma_{\text{СА}}^*$, $\sigma_{\text{С}}^*$ – коэффициент восстановления полного давления, соответственно, в воздухозаборнике, камере сгорания, сопловом аппарате турбины и на входе в реактивное сопло.

Располагаемая энергия топлива, внесенная в двигатель, определяется расходом топлива $G_{\text{Т}}$ и его теплотворной способностью H_U. Относительный расход топлива в камере сгорания $q_{\text{Т}} = G_{\text{Т}} / (3600 \cdot G_{\text{В}})$ может быть определен с использованием соотношений:

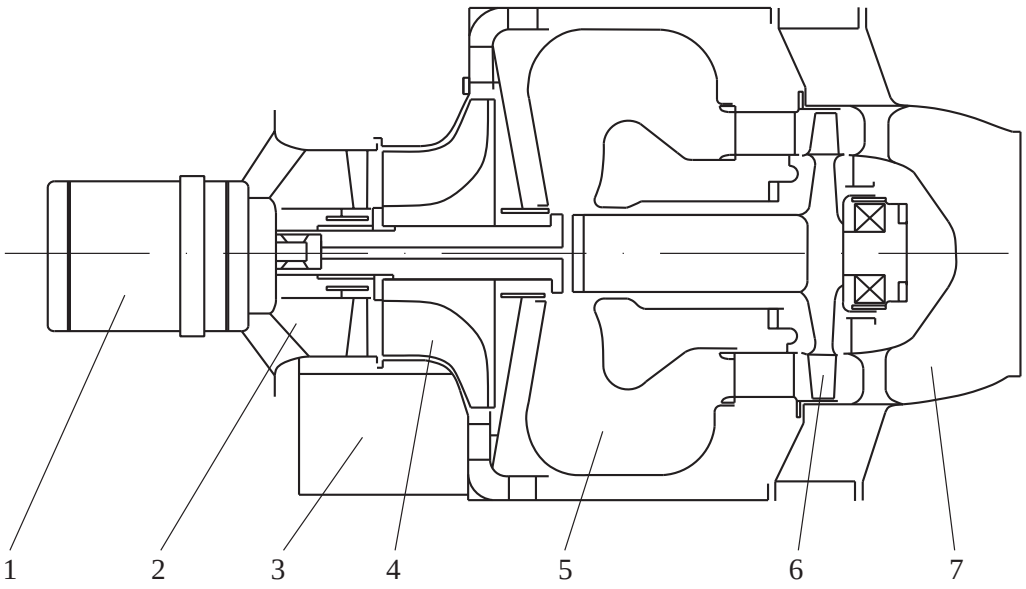


Рис. 3. Конструктивная схема газогенератора
Обозначения: 1 – стартер-генератор, 2 – воздухозаборник, 3 – блок управления, 4 – центробежный компрессор, 5 – кольцевая камера сгорания, 6 – осевая турбина, 7 – выхлопной патрубок

$$q_{\text{Т}} = \frac{C_{\text{Р}} \cdot T_{\text{Г}}^* - C_{\text{Р}} \cdot T_{\text{К}}^*}{H_U \cdot \eta_{\text{КС}} - C_{\text{РП}} \cdot T_{\text{Г}}^* + C_{\text{РП}} \cdot T_0^*},$$
$$C_{\text{Р}} = \frac{k_B}{k_B - 1} R_{\text{В}},\ C_{\text{РП}} = \frac{k_{\text{Г}}}{k_{\text{Г}} - 1} R_{\text{Г}}, \quad (4)$$

$$T_{\text{К}}^* = T_{\text{ВХ}}^* \cdot \left(1 + \frac{\pi_{\text{К}}^{*\frac{k_{\text{В}}-1}{k_{\text{В}}}} - 1}{\eta_{\text{К}}^*}\right),$$
$$T_{\text{ВХ}}^* = T_{\text{Н}} \cdot (1 + \frac{k_{\text{В}} - 1}{2} M_{\text{П}}^2), \quad (5)$$

где $C_{\text{Р}}$, $C_{\text{РП}}$, Дж/(кг×К) – теплоемкость, соответственно, воздуха и продуктов сгорания; $C_{\text{РП}} \cdot T_0^* = 454{,}2$, Дж/кг – начальная энтальпия топлива при $T_0^* = 298{,}15$ К; $T_{\text{ВХ}}^*$, $T_{\text{К}}^*$, К – температура воздуха на входе и за компрессором; $\eta_{\text{КС}}$ – полнота сгорания топлива.

Эффективный КПД термодинамического цикла из расчета на один килограмм рабочего тела определяется зависимостью:

$$\eta_e = \frac{L_e}{q_{\text{Т}} \cdot H_U}. \quad (6)$$

С использованием системы уравнений (1)–(6) была выполнена серия расчетов с целью определения величины η_e для ТВД и ТРД малой размерности в стандартных внешних условиях $H = 0$, $M_{\text{П}} = 0$, $T_{\text{Н}} = 288{,}15$ К. Степень повышения давления за компрессором варьировала в диапазоне значений $\pi_{\text{К}}^* = 3$–9, температура газов в камере сгорания составляла $T_{\text{Г}}^* = 1000$–1325 К.

В таблице 1 представлены использованные для расчета значения КПД основных узлов и величины потерь полного давления по газовоздушному тракту. Диапазоны значений выбраны на основе данных [3–5]. В результате расчетов по зависимостям (1)–(5) получен следующий диапазон возможных значений эффективного КПД термодинамического цикла: $\eta_e = 0{,}09$–$0{,}26$. Часть из полезной работы термодинамического цикла L_e вспомогательного газотурбинного агрегата может быть использована путем отбора сжатого воздуха за компрессором в систему ПОС или отбором механической мощности на привод электрогенератора для электрической ПОС. При этом до 74 % химической энергии топлива будет потеряно.

Повышение основных параметров термодинамического цикла $\pi_{\text{К}}^*$, $T_{\text{Г}}^*$, а также КПД основных узлов $\eta_{\text{К}}^*$, $\eta_{\text{ТК}}^*$, $\eta_{\text{КС}}$ приводит к росту КПД цикла. Например, согласно данным [2] при условиях окружающей среды $T_{\text{Н}} = 216{,}5$ К, $M_{\text{П}} = 0{,}7$ и параметрах термодинамического цикла $\pi_{\text{К}}^* = 25$, $T_{\text{Г}}^* = 1600$ К для полноразмерного газотурбинного двигателя работа цикла составляет 44 % от располагаемой химической энергии топлива. Это является одной из главных причин использования во время полета маршевых силовых установок в качестве источника энергии для работы ПОС. Однако и в этом случае до 56 % энергии топлива теряется.

Если выходное сопло газогенератора будет подсоединено к распределительному трубопроводу ПОС, то почти вся тепловая энергия, подведенная к термодинамическому циклу, может быть использована.

Для обычного ТРД справедливы равенства

$$\eta_e = \eta_{\text{КС}} \cdot L_e / Q_1,\ L_e = Q_1 - Q_2,$$

где Q_1 – количество тепла, подведенного к одному килограмму воздуха; Q_2 – количество

Таблица 1

КПД основных узлов газогенератора

Параметр	Диапазон значений
Коэффициент восстановления полного давления в воздухозаборнике $\sigma_{\text{ВХ}}^*$	0,950–0,985
Адиабатический КПД компрессора $\eta_{\text{К}}^*$	0,73–0,82
Коэффициент восстановления полного давления в камере сгорания $\sigma_{\text{КС}}^*$	0,94–0,96
Полнота сгорания топлива $\eta_{\text{КС}}$	0,970–0,985
Коэффициент восстановления полного давления в сопловом аппарате турбины $\sigma_{\text{СА}}^*$	0,995–1,000
Адиабатический КПД турбины компрессора $\eta_{\text{ТК}}^*$	0,80–0,86
Механический КПД на валу компрессора η_m	0,985–0,992
Коэффициент восстановления полного давления на входе в реактивное сопло $\sigma_{\text{С}}^*$	0,98–0,99

тепла, отведенное от ТРД вместе с газами через сопло.

В случае рассматриваемого газогенератора имеем равенства

$$\eta_e = \eta_{КС} \cdot \eta_{ТП},\ L_e \approx Q_1, \qquad (7)$$

где $\eta_{ТП}$ – коэффициент, учитывающий утечки рабочего тела из газогенератора и потери тепла за счет теплопроводности.

Из опыта проектирования известно, что величина $(1 - \eta_{ТП})$ не превышает одного процента. Поэтому для данного газогенератора η_e = 0,960–0,975. Таким образом, переход от классической схемы ПОС к системе, где источником энергии служат продукты сгорания газогенератора, позволяет снизить расход топлива, затрачиваемый на ее работу, минимум в два раза.

Рассмотрим проблемы практического применения данного газогенератора в ПОС летательного аппарата. Возможный диапазон температуры газов за турбиной газогенератора $t^*_{ТК}$ = 500–900 °С, что существенно выше предельно допустимой температуры 180 °С для дюралюминиевых сплавов, применяемых в конструкции защищаемых поверхностей планера. Данная проблема может быть решена с помощью известного нагревателя с микроэжекторными элементами [1], схема которого представлена на рисунке 4.

Горячий газ подводится в распределительную трубу 3 (трубка «пикколо»), которая имеет ряд небольших отверстий, размещенных с определенным шагом вдоль лобовой образующей. Распределительная труба устанавливается вдоль размаха крыла или оперения. Из отверстий газ подается в плоскую камеру смешения 4, за счет эжекции струя газа смешивается с воздухом, подсасываемым из канала А. Смесь воздуха и продуктов сгорания поступает из камеры смешения в гофр 2 на верхней и нижней внутренней поверхности профиля 1 крыла, нагревая обшивку до нужной температуры. В отличие от классической конструкции концы гофров объединены в продольные каналы с дренажными отверстиями 5, через которые удаляется смесь воздуха и продуктов

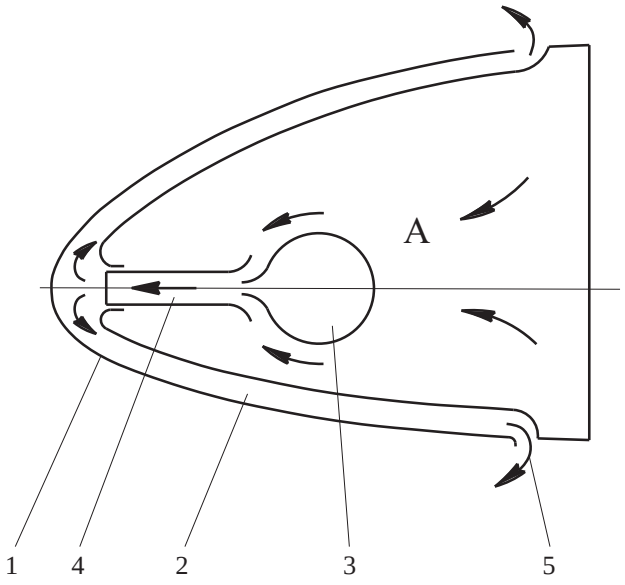


Рис. 4. Схема подачи газовоздушной смеси к обогреваемой поверхности
Обозначение: 1 – профиль крыла, 2 – гофр, 3 – распределительная труба, 4 – плоская камера смешения, 5 – дренажные отверстия

сгорания газогенератора. Совокупность представленных конструктивных решений позволяет рационально организовать продольное распределение горячей газовой смеси и исключить перегрев обшивки крыла.

Наиболее эффективно система работает при истечении газа из отверстий со скоростью близкой к звуковой, которая обеспечивается сверхкритическим перепадом давления. Отношение давления за турбиной к давлению окружающей среды должно превышать сверхкритическую величину с некоторым запасом, учитывающим суммарное гидравлическое сопротивление в выходной системе газогенератора и распределительном трубопроводе. Возможное снижение температуры в камере смешения ограничивается достижимой величиной коэффициента эжекции. Таким образом, газогенератор, подсоединенный к распределительному трубопроводу ПОС, должен за турбиной компрессора иметь высокий уровень давления и минимально возможную температуру газов.

Давление газа и температура за турбиной газогенератора могут быть определены системой уравнений:

$$\pi^*_{ТК} = \left(1 - \frac{k_В \cdot (k_Г - 1) \cdot R_В}{k_Г \cdot (k_В - 1) \cdot R_Г} \cdot \frac{T^*_{ВХ}}{\mu_{Г\,КС} \cdot T^*_Г} \left(\pi^{*\,\frac{k_В - 1}{k_В}}_К - 1\right) \frac{1}{\eta^*_К \cdot \eta^*_{ТК} \cdot \eta_m}\right)^{\frac{-k_Г}{k_Г - 1}}, \qquad (8)$$

$$P^*_{ТК} / P_Н = \pi_V \cdot \sigma^*_{ВХ} \cdot \pi^*_К \cdot \sigma^*_{КС} \cdot \sigma^*_{СА} \cdot \pi^*_{ТК},$$
$$\mu_{Г\,КС} = (1 + q_Т)(1 - \delta G_В), \quad (9)$$

$$T^*_{ТК} = T^*_Г \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\pi^*_{ТК}}^{\frac{k_Г - 1}{k_Г}}\right) \cdot \eta^*_{ТК}\right], \quad (10)$$

где $\pi^*_{ТК}$ – степень понижения полного давления за турбиной компрессора; $T^*_{ТК}$, К – температура газов за турбиной компрессора; $P^*_{ТК}$, Па – полное давление за турбиной компрессора; $P_Н$, Па – давление окружающей среды; $\delta G_В$ – относительная величина отбираемого из проточной части воздуха на охлаждение диска турбины и утечки воздуха.

Температура на выходе из камер смешения микроканального эжектора определяется следующими зависимостями

$$T^*_{СМ} = \frac{C_Р \cdot T_Н \cdot y + C_{РП} \cdot T^*_{ТК}}{(1+y) \cdot C_{Р\,СМ}},$$
$$y \approx \frac{G_{В.ЭЖ}}{G_В \cdot (1+q_Т)}, \; C_{Р\,СМ} = \frac{C_Р \cdot y + C_{РП}}{(1+y)}, \quad (11)$$

где y – потребная величина коэффициента эжекции без учета утечек в системе ПОС; $G_{В.ЭЖ}$, кг/с – количество эжектируемого воздуха; $C_{Р\,СМ}$, кДж/(кг×К) – теплоемкость газовоздушной смеси.

Следует дополнительно установить ограничение:

$$T^*_{СМ} - 273{,}15 < t_М, \quad (12)$$

где $t_М$, ºС – предельная эксплуатационная температура материала обшивки крыла по прочностным ограничениям.

Уравнения (8)–(12) определяют условия совместной работы газогенератора и тепловой ПОС. Результаты вариативных расчетов при различных сочетаниях параметров термодинамического цикла $\pi^*_К$, $T^*_Г$ и условиях эксплуатации H = 0, $M_П$ = 0, $T_Н$ = 278,15 К ($t_Н$ = 5 ºС) представлены на рисунке 5. В расчетах приняты следующие величины КПД основных узлов газогенератора: $\eta^*_К$ = 0,77, $\eta^*_{ТК}$ = 0,82, η_m = 0,99, а также коэффициенты восстановления полного давления в проточной части $\sigma^*_{ВХ}$ = 0,97, $\sigma^*_{КС}$ = 0,945, $\sigma^*_{СА}$ = 0,995. Такие параметры могут соответствовать газогенератору с величиной приведенного расхода воздуха $G_В \approx 1{,}0$ кг/с и конструктивной схемой, представленной на рисунке 3.

Анализ данных на рисунке 5 показывает, что рост располагаемого перепада давления за турбиной $P^*_{ТК} / P_Н$ и температуры газов $t^*_{ТК}$ происходит с увеличением $\pi^*_К$. При фиксированной величине $T^*_Г / T^*_{ВХ}$ величина $t^*_{ТК}$ возрастает линейно, а приращение величины $P^*_{ТК} / P_Н$ заметно снижается с ростом $\pi^*_К$. Для $\pi^*_К > 6$ значительного приращения $P^*_{ТК} / P_Н$ нет. При $T^*_Г >$ 1150 К рост величины$P^*_{ТК} / P_Н$ сопровождается

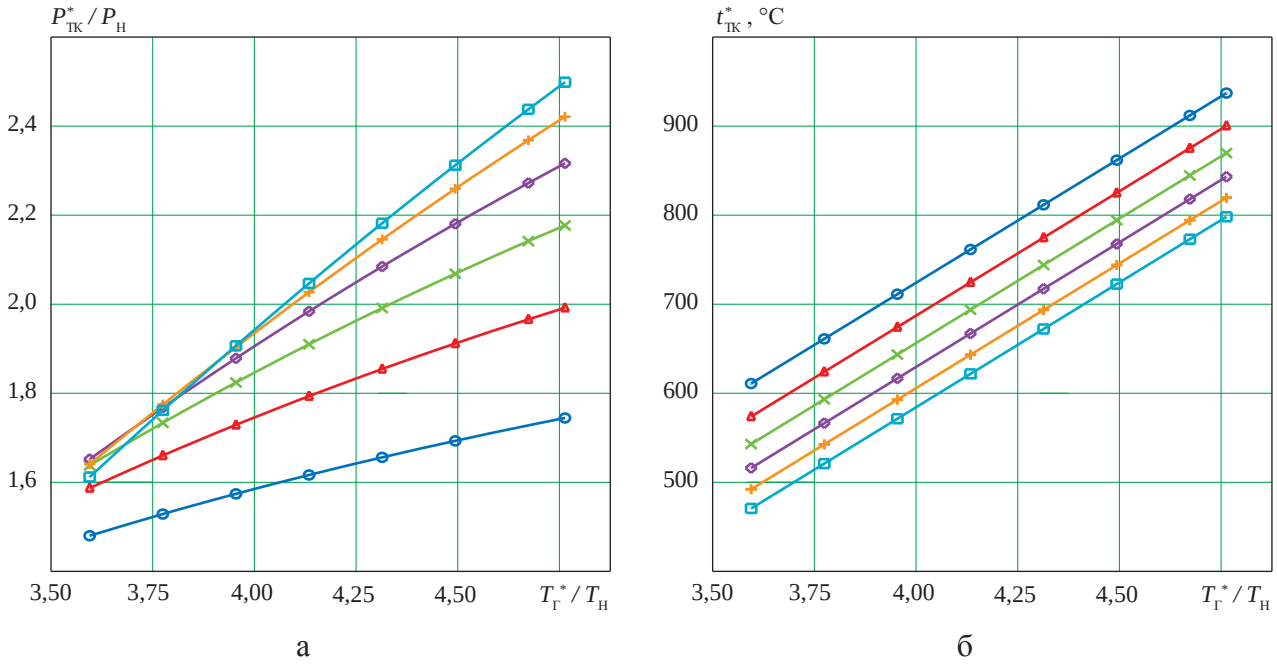


Рис. 5. Результаты расчетов: а) зависимость $P^*_{ТК} / P_Н = f(\pi^*_К, T^*_Г / T_Н)$, б) зависимость $t^*_{ТК} = f(\pi^*_К, T^*_Г / T_Н)$
– $\pi^*_К$ = 3; – $\pi^*_К$ = 4; – $\pi^*_К$ = 5; – $\pi^*_К$ = 6; – $\pi^*_К$ = 7; – $\pi^*_К$ = 8

значительным ростом $t^*_{ТК}$. Для дальнейшего анализа в качестве компромиссного варианта выбираем параметры $\pi^*_К = 6$, $T^*_Г = 1150$ К, которым соответствуют величины $t^*_{ТК} = 667$ °С, $P^*_{ТК} / P_Н = 1{,}984$. В этом случае для обеспечения работы ПОС необходимо, чтобы микроканальный эжектор обеспечивал величину коэффициента эжекции $y = 3$, с учетом условия (12) для дюралюминиевой обшивки крыла. Сверхкритический перепад давлений при $t^*_{ТК} =$ 667 °С равен $\pi_{КР} = 1{,}85$, поэтому запас по давлению $P^*_{ТК}$ на гидравлическое сопротивление распределительного трубопровода составляет всего 7 %. Очевидно, что в этих условиях не во всех отверстиях распределительного трубопровода будет обеспечена звуковая скорость истечения газа. Описанные условия являются самыми тяжелыми для работы данной ПОС. С увеличением высоты полета за счет снижения температуры окружающей среды и с увеличением скорости полета ЛА величина $P^*_{ТК} / P_Н$ будет возрастать, а необходимая величина коэффициента эжекции y уменьшаться.

С целью выявления характера влияния коэффициентов восстановления полного давления $\sigma^*_{ВХ}$, $\sigma^*_{КС}$, $\sigma^*_{СА}$ и КПД основных узлов $\eta^*_К$, $\eta^*_{ТК}$, η_m на величины $P^*_{ТК} / P_Н$, $T^*_{ТК}$ по формулам (8)–(10) была выполнена серия расчетов. Основные параметры термодинамического цикла $\pi^*_К = 6$, $T^*_Г = 1150$ К приняты постоянными для всех расчетных вариантов. Диапазон изменения коэффициентов восстановления полного давления и КПД основных узлов выбран в соответствии с данными таблицы 1. Анализ структуры формул (8) и (9) позволяет выделить два комплексных параметра:

$$\sigma_\Sigma = \sigma^*_{ВХ} \cdot \sigma^*_{КС} \cdot \sigma^*_{СА},\ \eta_\Sigma = \eta^*_К \cdot \eta^*_{ТК} \cdot \eta_m.$$

Результаты расчетов в виде зависимостей $P^*_{ТК} / P_Н = f(\sigma_\Sigma)$ и $t^*_{ТК} = f(\sigma_\Sigma)$ представлены на рисунке 6а, а также в виде зависимостей $P^*_{ТК} / P_Н = f(\eta_\Sigma)$ и $t^*_{ТК} = f(\eta_\Sigma)$ на рисунке 6б. С ростом КПД компрессора $\eta^*_К$ и турбины $\eta^*_{ТК}$ растет избыточное давление за турбиной $P^*_{ТК} / P_Н$, но одновременно увеличивается температура газа $t^*_{ТК}$.

Снижение гидравлических потерь по проточной части газогенератора, увеличение σ_Σ сопровождается ростом величины $P^*_{ТК} / P_Н$ при постоянной $t^*_{ТК}$. Однако существенное снижение гидравлических потерь в газовоздушном тракте при проектировании малоразмерных газотурбинных установок сопряжено с большими трудностями. Величины $\sigma^*_{ВХ}$, $\sigma^*_{КС}$ меняются в узком интервале значений, а ожидаемый прирост величины $P^*_{ТК} / P_Н$ составляет не более 6,5 %.

Применение рассматриваемой тепловой ПОС с газогенератором определяется возможностью создания микроканальных эжекторов

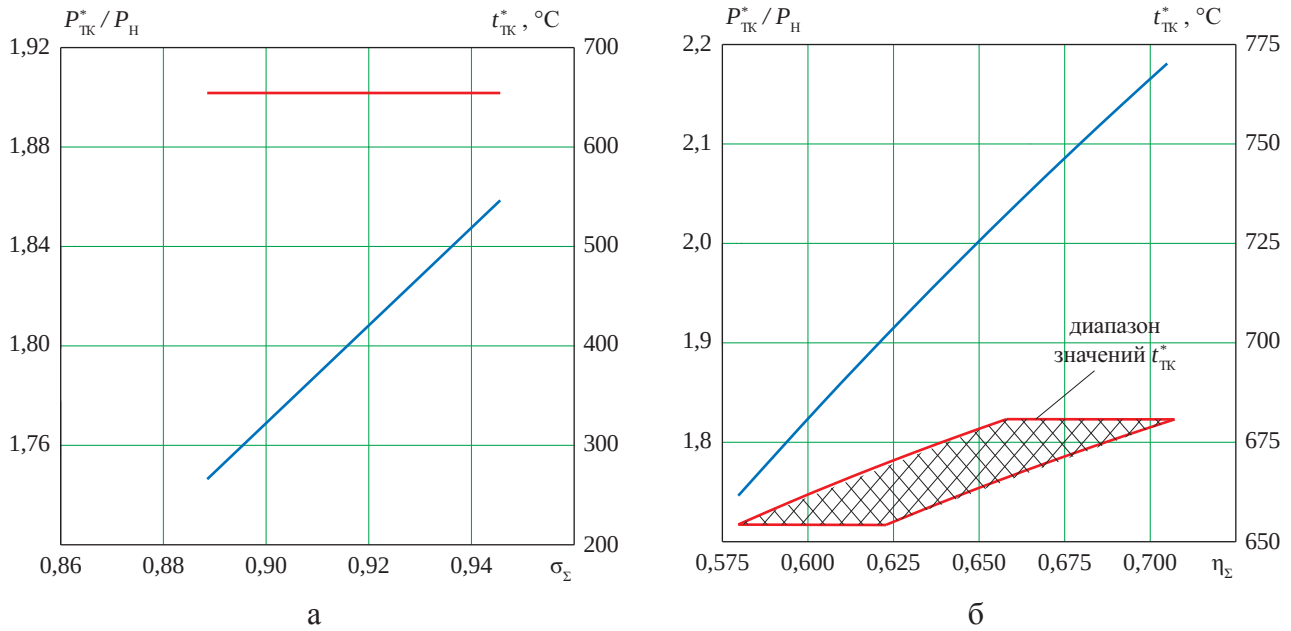


Рис. 6. Результаты расчетов: а) зависимости $P^*_{ТК} / P_Н = f(\sigma_\Sigma)$, $t^*_{ТК} = f(\sigma_\Sigma)$, б) зависимости $P^*_{ТК} / P_Н = f(\eta_\Sigma)$, $t^*_{ТК} = f(\eta_\Sigma)$ — $P^*_{ТК} / P_Н$; — $t^*_{ТК}$

с величиной $y \geq 3$, а также распределительного трубопровода, обеспечивающего низкие гидравлические потери и низкую теплопроводность стенок. Снизить гидравлические потери в трубопроводе возможно сокращением общей длины и количеством местных сопротивлений, например размещением газогенератора в центроплане, ближе к защищаемым поверхностям планера, и незначительным увеличением диаметра самого трубопровода. На внешней поверхности трубопровод должен иметь слой теплоизоляции. Одновременно с указанными мероприятиями требуется изменение конструкции газогенератора с целью снижения температуры отводимых газов.

Следует отметить отличительные особенности проектирования рассматриваемого газогенератора. Обычно при проектировании авиационных ГТД степень повышения давления в компрессоре $\pi^*_К$ выбирается ниже оптимальной степени повышения давления в термодинамическом цикле $\pi^*_{\Sigma opt}$. В данном случае $\pi^*_К$ выбирается почти равной или незначительно выше $\pi^*_{\Sigma opt}$. При создании двигателя с низким удельным расходом топлива приоритетом является получение максимально возможных КПД основных узлов $\eta^*_К$, $\eta^*_{ТК}$, η_m. Для рассматриваемого газогенератора необходимо получить максимально возможные величины $\sigma^*_{ВХ}$, $\sigma^*_{КС}$, $\sigma^*_{СА}$, а также КПД турбины компрессора $\eta^*_{ТК}$. Уровень КПД компрессора $\eta^*_К$ выбирается исходя из необходимости достижения требуемого давления $P^*_{ТК}$ и температуры газа $t^*_{ТК}$ за турбиной.

В заключение рассмотрим основные данные силовых установок БПЛА для двух вариантов исполнения, представленные в таблице 2. В первом варианте силовая установка состоит из маршевого ТВД ТРЕ 331-10GD и газогенератора в виде отдельного ГТД, обеспечивающего работу ПОС. Термодинамические параметры газогенератора соответствуют значениям, оговоренным выше.

Во втором варианте силовая установка представляет собой модификацию ТВД ТРЕ 331-10GD, обеспечивающую отборы сжатого воздуха за компрессором для ПОС. Расчеты выполнены для условий $H = 0$, $M = 0$, $t_Н = 5$ °С. Для реализации модели двигателя ТРЕ 331-10GD были использованы данные [6], а расчет массы выполнялся по методике, приведенной в [7]. Параметры термодинамического цикла $\pi^*_К$, $T^*_Г$ и конструктивная схема двигателя ТРЕ331-10GD и его модификации выбраны одинаковыми. Для обеих силовых установок главным условием выбрано поддержание заданной мощности на валу винта. Во втором варианте силовой установки поддержание заданной мощности при относительной суммарной величине отбора $\delta G_В = 18{,}7$ % достигается значительным увеличением размерности двигателя. Расчетный расход воздуха по входу в двигатель увеличивается в 2 раза, а также значительно возрастает расход топлива и масса двигателя. Данные таблицы 2 показывают значимое преимущество первого варианта силовой установки (с отдельным газогенератором) по суммарной сухой массе и расходу топлива. Например, исходя из работы силовой установки в течение одного часа, с работающей ПОС, взлетная масса БПЛА может быть снижена на 158,2 кг. Чем больше будет ожидаемая продолжительность полета в условиях оледенения, тем больше будет разница в необходимом запасе топлива для двух вариантов силовых установок.

Таблица 2

Основные данные для ГТД в составе силовых установок

Параметр	Составляющие силовой установки		
	ГТД	ТРЕ331-10GD	Модификация ТРЕ331-10GD
Степень повышения полного давления в компрессоре $\pi^*_К$	6,0	10,8	10,8
Температура газов на входе в турбину $T^*_Г$, К	1150,0	1287,5	1287,5
Относительная величина суммарного отбора воздуха $\delta G_В$, %	1,0	2,6	18,7
Расход воздуха $G_В$, кг/с	1	3,342	6,193
Мощность на валу винта $N_В$, кВт	-	671	671
Расход топлива $G_Т$, кг/ч	63,2	225,5	348,7
Масса двигателя $M_{дв}$, кг	17,0	175,0	290,3

Анализ результатов проведенных оценочных расчетов позволяет сделать следующие выводы:

- газогенератор с выводом продуктов сгорания в распределительный трубопровод ПОС обладает самой высокой энергетической эффективностью среди альтернативных тепловых источников энергии;

- применение предлагаемого газогенератора позволит исключить отборы мощности или рабочего тела от маршевого двигателя ЛА, тем самым повысив его топливную экономичность;

- для решения проблемы поддержания требуемого давления и температуры в ПОС достаточно применения известных методов в проектировании ГТД [7] и существующих технических решений;

- область применения разработанной тепловой ПОС с газогенератором ограничивается дозвуковыми БПЛА с большой площадью планера.

Список литературы

1. Тенишев Р. Х., Строганов Б. А. и др. Противообледенительные системы летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1967. 320 с.

2. Лукачев В. П., Кулагин В. В. Теория ВРД. Основные закономерности рабочего процесса газотурбинных двигателей. Куйбышев: КуАИ, 1987. 288 с.

3. Бакулев В. И., Голубев В. А., Крылов Б. А. и др.; Теория, расчет и проектирование авиационных двигателей и энергетических установок: учебник / Под ред. В. А. Сосунова, В. М. Чепкина. М.: Изд-во МАИ, 2003. 688 с.

4. Иностранные авиационные двигатели, 2000: Справочник ЦИАМ / Общ. ред. и предисл. Л.И. Соркина. М.: Изд. дом «Авиамир», 2000. 534 с.

5. Иностранные авиационные двигатели, 2005: Справочник ЦИАМ / Общ. ред.: В. А. Скибин, В. И. Солонин. М.: Изд. дом «Авиамир», 2005. 592 с.

6. Jane's aero-engines 2020 –2021 / Ed. by B. Gunston. Coulsdon, Surrey: Jane's 2020. 331 p.

7. Маслов В. Г., Кузьмичев В. С., Коварцев А. Н. и др. Теория и методы начальных этапов проектирования авиационных двигателей ГТД: учеб. пособие / Под ред. В.Г. Маслова. Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-т, 1996. 147 с.

Об авторе

Шпаковский Денис Данилович – кандидат технических наук, ведущий инженер отдела испытаний и термодинамических расчетов Филиала Публичного акционерного общества «ОДК-Сатурн» – Омское моторостроительное конструкторское бюро, Омск, Россия.

Область научных интересов: теория воздушно-реактивных двигателей, термодинамика.

A gas generator for the UAV anti-icing system

Shpakovskiy D. D.

Branch of PJSC UEC Saturn – Omsk Engine Design Bureau, Omsk, Russian Federation

The paper covers the application of combustion products of a gas turbine generator used as the energy source of an aircraft anti-icing system. The proposed thermal anti-icing system with the gas generator will allow to significantly reduce the total aircraft fuel consumption thanks to more efficient use of chemical energy of fuel.

Keywords: gas turbine engine, anti-icing system, thermodynamic calculation

Information about the author

Shpakovskiy Denis Danilovich – Candidate of Engineering Sciences, Lead Engineer, Department of Testing and Thermodynamic Calculations, Branch of PJSC UEC Saturn – Omsk Engine Design Bureau, Omsk, Russian Federation. Research interests: theory of air-jet engines, thermodynamics.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-85-92
УДК 004.932

Кодирование изображений на основе битовых плоскостей при передаче по зашумленному каналу связи

Б. В. Костров[1], Н. Н. Гринченко[1], С. Н. Баранова[1], М. А. Лобачев[1], А. А. Вьюгина[2]

[1] *АО «Рязанское производственно-техническое предприятие «Гранит», Рязань, Российская Федерация*

[2] *Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, Рязань, Российская Федерация*

Целью работы является снижение информационной избыточности сообщения за счет применения помехоустойчивого кодирования к части исходных данных, рассматриваемых в пространственно-спектральном представлении в виде битовых плоскостей. Проведен сравнительный анализ возможности кодирования как полного набора данных, так и отдельной части, содержащей старшие разряды значений. Полученные результаты указывают на снижение информационной избыточности без потери информативности данных растрового формата.

Ключевые слова: обработка изображений, пространственно-спектральное представление, битовая плоскость, кодирование, метод Рида-Соломона, Matlab, вектор передачи, групповая ошибка

Для цитирования: Костров Б. В., Гринченко Н. Н., Баранова С. Н., Лобачев М. А., Вьюгина А. А. Кодирование изображений на основе битовых плоскостей при передаче по зашумленному каналу связи // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023. № 4. С. 85–92. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-85-92

For citation: Kostrov B. V., Grinchenko N. N., Baranova S. N., Lobachev M. A., Vyugina A. A. Bit-plane coding of images for data transmission over a noisy communication channel // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2023. No. 4. P. 85–92. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-85-92

Поступила 07.12.2023 *Отрецензирована* 13.03.2024 *Одобрена* 10.07.2024 *Опубликована* 22.10.2024

Введение

Изображения, в отличие от текстового формата данных, позволяют получить большое количество информации о формах и расположении объектов. В данном типе информации особое внимание стоит уделять сохранению визуальной составляющей. Благодаря техническим средствам дистанционного мониторинга, включающим спутники и беспилотные летательные аппараты, возможно решение задач в следующих областях: сельское и лесное хозяйство, сфера военной и разведывательной деятельности [1]. Использование методов дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) позволяет получать данные для территорий с большой высоты, что недостижимо при любых земных измерениях. Отдельное значение обработка таких данных принимает в военной области: для обновления топографических карт, контроля точности привязки боевых порядков ракетных войск и артиллерии, создания специальных карт и макетов местности. Визуальная составляющая такого вида информации особенно подвержена искажениям, возникающим в процессе передачи данных. Причинами нарушения целостности изображений могут являться сбой в работе аппаратных средств, влияние частот другого устройства, передающего сигнал, а также природные явления. В таком случае проблема передачи данных растрового формата с сохранением информативности является одной из значимых.

© Костров Б. В., Гринченко Н. Н., Баранова С. Н., Лобачев М. А., Вьюгина А. А., 2024

В ходе процесса передачи распространенным методом защиты от любого рода разрушительных воздействий на данные является использование помехоустойчивого кодирования [2]. При этом на стороне-источнике добавляется модуль-кодер, который использует один из методов кодирования, а на стороне-приемнике добавляется модуль-декодер, использующий алгоритмы декодирования определенного кода. Обычно кодированию подвергается полная передаваемая последовательность.

Целью работы является снижение информационной избыточности сообщения за счет применения помехоустойчивого кодирования к части исходных данных, рассматриваемых в пространственно-спектральном представлении в виде битовых плоскостей.

Современные каналы передачи данных не защищены от возникновения помех в процессе передачи. Обычно выделяются групповые ошибки, проявляющиеся искажением длительной последовательности бит, и одиночные ошибки, искажающие один отдельный символ. При использовании кодирования применяют коды, контролирующие ошибки. При этом код применяется к исходному набору символов.

Модель передачи данных, основанная на формировании битовых плоскостей и описанная в статье [3], предполагает возможность применения кодирования к отдельным разрядам передаваемой информации. В общем случае модель передачи с использованием помехоустойчивого кодирования будет соответствовать рисунку 1.

Основная часть

Формирование вектора передачи на основе битовых плоскостей заключается в группировке бит в соответствии с их разрядом [3–5]. При этом работа производится с пространственно-спектральным представлением, полученным в ходе преобразования, основанного на функциях Уолша $(WH)_w$ [6–9]:

$$\boldsymbol{F^G} = \frac{1}{N}\boldsymbol{H^w G}, \qquad (1)$$

где $\boldsymbol{F^G}$ – коэффициент $(WH)_w$, $\boldsymbol{H^w}$ – матрица Адамара $N \times N$, упорядоченная по Уолшу [10], $\boldsymbol{G}$ – матрица значений яркостей изображения, $N \times N$ – размер исходного изображения.

В процессе реализации протокола передачи в пространственно-спектральном представлении осуществляется преобразование Уолша к подматрицам k на k исходного изображения, что позволяет получить значения спектра в диапазоне от -128 до 127. В таком случае на каждый элемент матрицы выделяется 1 байт памяти. При пространственно-спектральном представлении формируется 8 битовых плоскостей, соответствующих разрядам числа: нулевая битовая плоскость содержит значения младшего разряда, а седьмая битовая

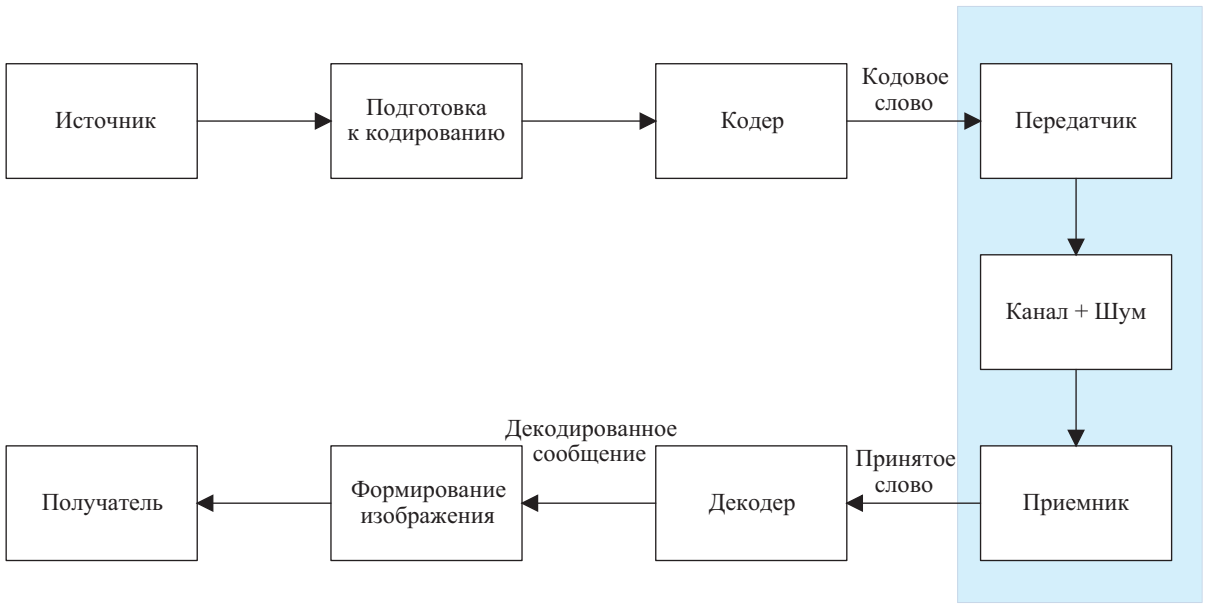


Рис. 1. Модель передачи данных с использованием помехоустойчивого кодирования

плоскость – значения старшего разряда соответственно. Разбиение на битовые плоскости матрицы спектральных составляющих описывается формулой (2).

$$\mathbf{B}_{N\times N}^{k} = \begin{pmatrix} b_{1,8-k} & b_{1,16-k} \cdots & b_{1,8*N-k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{N,8-k} & b_{N,16-k} \cdots & b_{N,8*N-k} \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где B – матрица битовой плоскости, k – номер разряда байта, плоскость которого формируется, $k = \overline{0,7}$, b – значение соответствующего бита, $N \times N$ – размер исходного изображения.

В современном мире разработано большое количество разнообразных кодов и методов для обнаружения ошибочных значений после передачи информации [2]. Подходы различаются длинной кодового слова, корректирующей способностью, вычислительной сложностью и рядом других параметров. Наиболее часто при работе с растровыми форматами применяют линейные блочные и циклические коды, так как значения яркости имеют определенный набор возможных символов. Кодирование блокового кода заключается в представлении информационного слова $u = (u_0, u_1, \ldots, u_{k-1})$ в виде кодового слова $v = (v_0, v_1, \ldots, v_{n-1})$, где $k < n$.

В работе используется циклический код Рида – Соломона, сформированный на элементах поля Галуа, который позволяет исправлять как одиночные, так и групповые искажения. Циклические коды Рида – Соломона (коды РС) представляют из себя недвоичные циклические коды Боуза – Чоудхури – Хоквингема (коды БЧХ), состоящие из информационных и добавочных символов, являющихся элементами поля Галуа GF(q), где $q = 2^m$ – порядок поля, m – степень поля Галуа [11].

Формирование циклического кода начинается с вычисления порождающего полинома кода Рида – Соломона, который является полиномом минимальной степени над полем GF(q) [12]. Передаваемое сообщение (W_0, W_1, …, W_{l-1}, S_0, S_1, …, S_{r-1}) представляет собой информационные и добавочные символы.

Нахождение полинома – локатора ошибок $\Lambda(x)$ реализуется различными алгоритмами. В исследовании применяется алгоритм Берлекэмпа – Мэсси, который основан на рассмотрении только нечетных итераций при работе в полях Галуа с примитивным элементом [11].

После работы алгоритма Берлекэмпа – Мэсси могут быть найдены его корни с помощью процедуры Ченя (полный перебор возможных корней), которые задают местоположение ошибки [17]. Для исправления найденных ошибок используется алгоритм Форни [13, 14].

Искажения во время передачи данных могут возникать как в единичном элементе, так и в последовательности значений, которые характеризуются как групповая ошибка. В случае применения кода Рида – Соломона, который является недвоичным, возможно исправление искаженных значений. При этом общая вычислительная сложность операций кодирования и декодирования в процессе передачи оценивается как $O(n^2)$, где n – длина кодовых слов. Это означает, что время выполнения операций кодирования/декодирования растет квадратично с увеличением длины кодового слова [18]. Для программно-аппаратной реализации устройств ДЗЗ возникает необходимость оптимизации вычислений при подготовке данных для передачи и постобработки, в связи с этим присутствует ограничение времени на кодирование и декодирование изображений.

В ходе моделирования процесса передачи изображений с построением вектора на основе битовых плоскостей кодирование будет осуществляться на каждую битовую плоскость пространственно-спектрального представления, что позволит обеспечить помехоустойчивость для каждого двоично-взвешенного разряда.

В качестве набора тестовых изображений использовались данные подстилающей поверхности, полученной с помощью средств ДЗЗ. Весь набор тестовых изображений имеет размер 256×256. Кодирование значений битовых плоскостей предполагает свертку значения байта в двоичной системе счисления к десятичному целому числу без знака, то есть возможный диапазон значений от 0 до 255, что позволяет использовать поле Галуа, где порядок поля – 2, а степень – 8. Количество контрольных символов

для экспериментальных исследований равно 4. Для моделирования процесса передачи были разработаны соответствующие функции в среде Matlab [15]. На рисунке 2 продемонстрированы примеры из набора изображений.

На рисунке 3 продемонстрировано кодирование плоскости шестого разряда для рисунка 2в. На рисунке 3б представлена плоскость с кодированием по строкам, в таком случае избыточные символы добавляются в начале строки. При кодировании значений столбцов (рис. 3в) избыточные символы занимают первые строки матрицы битовой плоскости.

В процессе передачи данных могут возникать различного вида искажения, на рисунке 4 продемонстрировано попадание помех на последовательность битовой плоскости шестого разряда при разном подходе к кодированию. Групповые ошибки характеризуются искажением случайной последовательности значений. Причем при нахождении избыточных символов в столбце количество искаженных значений снижается, что позволяет уменьшить количество необходимых избыточных символов для защиты данных. Все рассматриваемые вычислительные эксперименты проводились в дискретном канале связи, описанном моделью Гильберта – Эллиота [19]. Предполагается, что вероятность возникновения помех при передаче каждого бита равна p = 0,05, или 5 % от общего объема передаваемой информации. Это означает, что при передаче изображения по этому каналу можно ожидать примерно 5 % искажений или ошибок на изображении [16].

Рисунок 5 демонстрирует результат обработки принятых и декодированных данных. По полученным значениям



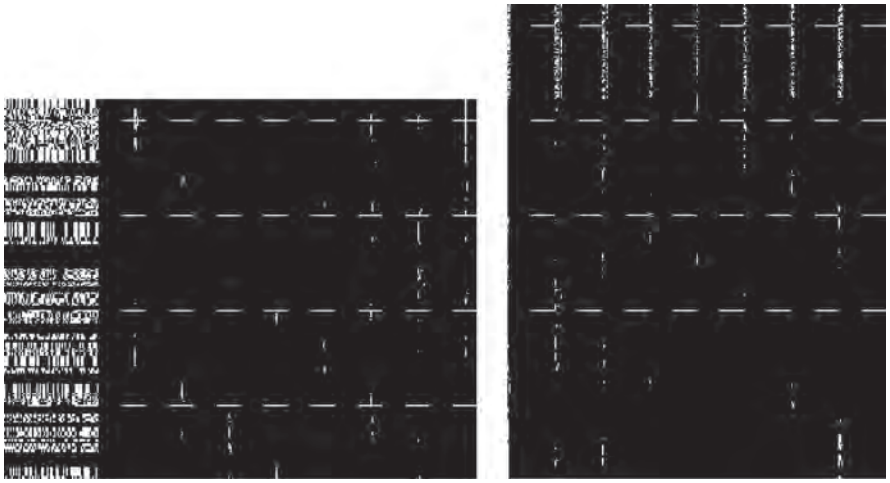
а б в

Рис. 2. Примеры тестовых изображений: а – поле, б – сельскохозяйственные посадки, в – ландшафт с перепадом высот



а б в

Рис. 3. Битовая плоскость шестого разряда: а – исходная битовая плоскость; б – с избыточными символами в строке; в – с избыточными символами в столбце



а б

Рис. 4. Битовая плоскость шестого разряда с групповыми ошибками: а – с избыточными символами в строке, б – с избыточными символами в столбце

среднеквадратичного отклонения (СКО) можно сделать вывод об эффективности кодирования исходной матрицы по значениям столбца. Приемлемым значением среднеквадратичного отклонения, при котором восстановленное изображение считается неотличимым от исходного, является уровень ниже 3, от 3 до 6 появляются некоторые артефакты, однако визуальная составляющая не имеет сильных искажений. При значении СКО выше 6 на изображении могут образовываться ложные объекты, что приводит к сильной потере информативности. Кодирование с тем же количеством избыточных символов значений столбца СКО принимает значение в два раза ниже, чем при кодировании строк, то есть та же информационная избыточность позволяет обнаружить и исправить большее число ошибок.

Формирование вектора передачи на основе битовых плоскостей позволяет уделять особое внимание плоскостям, соответствующим старшим значащим разрядам, искажение которых влечет наибольшую потерю информации. К тому же в зависимости от веса разрядов битовой плоскости можно изменять избыточность кода или не кодировать плоскость. При этом будет изменяться кодовая скорость передачи данных, вычисляемая как:

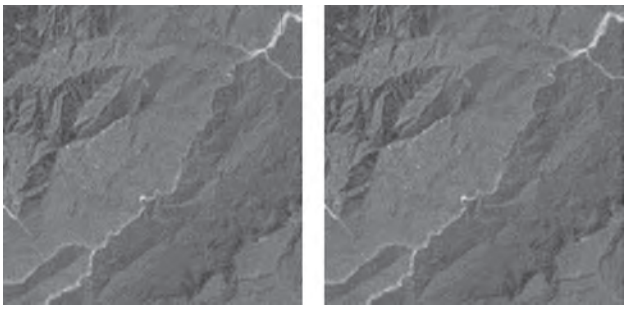
$$R = k / n, \qquad (3)$$

где k – количество информационных символов, n – количество символов после кодирования.

При добавлении проверочных символов, способных исправить 4 ошибки, ко всем битовым плоскостям кодовая скорость будет равняться 0,8. Уменьшение количества кодируемых плоскостей ведет к снижению информационной избыточности и увеличению кодовой скорости. Так, для кодирования шести и четырех старших плоскостей скорость кодирования составит 0,84 и 0,89 соответственно.

Результаты и выводы

Для описанного подхода к кодированию вектора передачи, сформированного на основе битовых плоскостей, были проведены экспериментальные исследования на наборе данных, состоящих из ландшафтных изображений. В таблице представлены результаты, выраженные в среднеквадратичном отклонении и кодовой скорости, при применении кодирования как ко всему набору данных, так и его части.



а б

Рис. 5. Результат декодирования изображений: а – с избыточными символами в строке (СКО = 1,2); б – с избыточными символами в столбце (СКО = 0,6)

Таблица

Результаты при использовании помехоустойчивого кодирования

Количество кодируемых плоскостей	8 плоскостей		6 плоскостей		4 плоскости	
	СКО	Кодовая скорость	СКО	Кодовая скорость	СКО	Кодовая скорость
Искажения в разрядах с 7-го по 4-й	0,6	0,8	0,6	0,84	0,6	0,89
Искажения в разрядах с 3-го по 0-й	0,6	0,8	0,83	0,84	1,3	0,89

Так как старшие разряды всегда подвергаются кодированию, результат СКО между исходным и принятым изображениями всегда одинаков. При попадании искажений на последовательности, соответствующие младшим разрядам, значение СКО незначительно увеличивается при уменьшении кодируемых битовых плоскостей. При этом значение СКО менее двух приемлемо с точки зрения восприятия человеческим глазом, которое не воспринимает незначительные изменения оттеночных значений яркости пикселя.

Таким образом, применение кодирования в модели передачи, сформированной на основании группировки разрядов значений числа, позволяет увеличить помехоустойчивость значащих разрядов, которые находятся в одной битовой плоскости, а также увеличить кодовую скорость за счет снижения количества кодируемой информации. Дальнейшим направлением развития исследований является использование разного количества корректирующих символов в старших плоскостях для повышения помехоустойчивости значащих разрядов.

Список литературы

1. Леоненко А. В., Колобанов К. А. Возможности использования дистанционного зондирования земли (ДЗЗ) в решении геоэкологических задач // Интенсификация использования и воспроизводства лесов Сибири и Дальнего Востока: мат-лы Всеросс. науч. конф. Хабаровск, 2021. С. 220–225.

2. Золотарев В. В., Овечкин Г. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник. М.: Горячая линия – Телеком, 2004. 126 с.

3. Баранова С. Н., Вьюгина А. А., Гринченко Н. Н., Лобачев М. А. Математическая модель процесса передачи изображений на основе битовых плоскостей // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023;1:82–89. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-1-82-89

4. Костров Б. В., Бастрычкин А. С., Костров Б. А., Степанов Д. С. Протокол передачи изображений по каналу связи // Интеллектуальные и информационные системы: мат-лы Всеросс. науч.-техн. конф. Тульский государственный университет. Тула, 2016. С. 220–225.

5. Костров Б. В., Гринченко Н. Н., Хизриева Н. И., Фокина Н. С. Разработка математической модели процесса передачи ландшафтных изображений через зашумленный канал связи // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2020;4:101–107. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2020-4-101-107

6. Костров Б. В., Свирина А. Г., Злобин В. К. Спектральный анализ изображений в конечных базисах. Монография. М.: КУРС, 2016, 172 с.

7. Вьюгина А. А., Гринченко Н. Н., Баранова С. Н. Исследование битового трафика при передаче ландшафтных изображений // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2022: сб. тр. V Междунар. науч.-техн. форума. Рязань, 2022. С. 111–115.

8. Светлов Г. В., Суменков Н. А., Костров Б. В., Фокина Н. С. Применение теории дискретных сигналов, определенных на конечных интервалах, для обработки аэрокосмических изображений // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2017;3:94–102. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2017-3-94-102.

9. Светлов Г. В., Суменков Н. А., Костров Б. В., Гринченко Н. Н., Трушина Е. А. Построение ортогонального базиса на основе псевдослучайных последовательностей // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2020;4:95–100. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2020-4-95-100

10. Ахмед Н., Рао К. Р. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов / под ред. И. Б. Фоменко. М.: Связь, 1980. 248 с.
11. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. Мир связи. М.: Техносфера, 2005. 320 с.
12. Фурман Я. А. Цифровые методы обработки и распознавания бинарных изображений. Красноярск: Изд-во Красноярского университета, 1992. 248 с. (в соавторстве с А. Н. Юрьевым и В. В. Яншиным)
13. Вернер М. Основы кодирования. М.: Техносфера, 2006. 286 с.
14. Кудряшов Б. Д. Основы теории кодирования: учеб. пособие. СПб.: БХВ-Петербург, 2016. 400 с.
15. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с.
16. Джумков, В. В., Бабанин И. Г. Обобщенная модель дискретного канала с группированием ошибок // Известия Юго-Западного государственного университета. Серия: Управление, вычислительная техника, информатика. Медицинское приборостроение. 2012. № 2. С. 49–55. EDN RDGWCT.
17. Берлекэмп Э. Алгебраическая теория кодирования / Под ред. Берман С. Д. М.: Мир, 1971. 473 с.
18. Кнут Д.Э. Искусство программирования. Том 1. Основные алгоритмы. М.: Вильямс, 2020. 832 с.
19. Гильберт Э. Н. Пропускная способность канала с пакетами ошибок // Кибернетический сборник, № 9. М.: Мир, 1964. С. 9-12.

Об авторах

Костров Борис Васильевич – доктор технических наук, профессор, АО «Рязанское производственно-техническое предприятие «Гранит»; начальник сектора разработки программного обеспечения АСУП КБ «Сигма», Рязань, Российская Федерация.
Область научных интересов: обработка изображений, анализ данных.

Гринченко Наталья Николаевна – кандидат технических наук, доцент, ведущий инженер-программист, АО «Рязанское производственно-техническое предприятие «Гранит», Рязань, Российская Федерация.
Область научных интересов: обработка изображений, анализ данных.

Баранова Светлана Николаевна – инженер-программист, АО «Рязанское производственно-техническое предприятие «Гранит», Рязань, Российская Федерация.
Область научных интересов: обработка изображений, анализ данных.

Лобачев Максим Александрович – инженер-программист, АО «Рязанское производственно-техническое предприятие «Гранит», Рязань, Российская Федерация.
Область научных интересов: обработка изображений, анализ данных.

Вьюгина Ангелина Алексеевна – ассистент кафедры ЭВМ Рязанского государственного радиотехнического университета им. В. Ф. Уткина, Рязань, Российская Федерация.
Область научных интересов: обработка изображений, анализ данных.

Bit-plane coding of images for data transmission over a noisy communication channel

Kostrov B. V.[1], Grinchenko N. N.[1], Baranova S. N.[1], Lobachev M. A.[1], Vyugina A. A.[2]

[1] *Ryazan Industrial and Technical Enterprise "Granit" JSC, Ryazan, Russian Federation*

[2] *Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin, Ryazan, Russian Federation*

The objective of the study is to reduce the message redundancy by applying noiseless coding to some initial data, which are viewed as bit planes in the spatial-spectral representation. A comparative analysis of potential coding of a full dataset as well as individual data containing most significant bits has been carried out. The results indicate the reduced message redundancy without any loss of information capability of data in bit map format.

Keywords: image processing, spatial-spectral representation, bit plane, Reed – Solomon coding, Matlab, transmission vector, generic error

Information about the authors

Kostrov Boris Vasilievich – Doctor of Engineering Sciences, Professor, Ryazan Industrial and Technical Enterprise "Granit", JSC; Head of MICS Software Development Sector, Sigma Design Bureau, Ryazan, Russian Federation.
Research interests: image processing, data analysis.

Grinchenko Natalya Nikolaevna – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Lead Software Engineer, Ryazan Industrial and Technical Enterprise "Granit", JSC, Ryazan, Russian Federation.
Research interests: image processing, data analysis.

Baranova Svetlana Nikolaevna – Software Engineer, Ryazan Industrial and Technical Enterprise "Granit", JSC, Ryazan, Russian Federation.
Research interests: image processing, data analysis.

Lobachev Maksim Aleksandrovich – Software Engineer, Ryazan Industrial and Technical Enterprise "Granit", JSC, Ryazan, Russian Federation.
Research interests: image processing, data analysis.

Vyugina Angelina Alekseevna – Assistant Lecturer, Computer Department, Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin, Ryazan, Russian Federation.
Research interests: image processing, data analysis.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-93-102
УДК 623.41

История Обуховского завода в контексте калибров изготовленных артиллерийских орудий

И. Н. Волокитина, А. Т. Макавеев, Д. К. Щеглов

Северо-Западный региональный центр Концерна ВКО «Алмаз – Антей» – Обуховский завод», Санкт-Петербурге, Российская Федерация

Статья посвящена ретроспективному анализу деятельности Обуховского завода, занимавшегося выпуском артиллерийских орудий в период с 1864 по 1980 год. Основной акцент сделан на систематизации информации о выпущенных орудиях, представленной в рамках фунтовой, дюймовой и метрической систем калибров.

Ключевые слова: Обуховский завод, артиллерийские орудия, системы калибров

Для цитирования: Волокитина И. Н., Макавеев А. Т., Щеглов Д. К. История Обуховского завода в контексте калибров изготовленных артиллерийских орудий // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023. № 4. С. 93–102. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-93-102

For citation: Volokitina I. N., Makaveev A. T., Shcheglov D. K. The history of the Obukhovsky plant in the context of calibers of manufactured artillery guns // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2023. No. 4. P. 93–102. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2023-4-93-102

Введение

Обуховский завод, основанный в 1863 году в Санкт-Петербурге, оставил неизгладимый след в истории оборонно-промышленного комплекса России. Начав свою деятельность как предприятие по производству стальных изделий, завод быстро стал одним из ведущих производителей артиллерийского вооружения для российской армии и военно-морского флота (ВМФ) [1, 2].

История завода связана с производством различных видов вооружения и военной техники, включая артиллерию, танки и даже торпеды. Эти изделия сыграли важную роль во время ключевых военных событий в России.

Артиллерийские орудия, изготовленные Обуховским заводом, занимали важное место в обеспечении армии и флота в период Русско-турецкой (1877–1878 гг.) и Русско-японской (1904–1905 гг.) войн. В Первую мировую войну (1914–1918 гг.) завод поставлял армии современные и эффективные на то время виды артиллерии, которые также успешно использовались в Гражданской войне (1918–1922 гг.). В период Великой Отечественной войны (1941–1945 гг.) продукция завода, включая артиллерию и танки, снова сыграла существенную роль в обеспечении потребностей фронта.

В настоящее время Обуховский завод является не только символом оборонно-промышленного комплекса России, но и важным историко-архивным центром, отражающим технический и промышленный прогресс страны в области вооружения и военной техники [3, 4]. И хотя со временем направление деятельности завода изменилось, артиллерийское наследие Обуховского завода продолжает жить в архивах Министерства обороны РФ.

С целью классификации артиллерийских орудий в свое время была введена система калибров. В современной России калибры артиллерийских систем принято разделять на следующие группы в зависимости от их назначения [5]:

© Волокитина И. Н., Макавеев А. Т., Щеглов Д. К., 2024

• *малый калибр* (от 20 до 57 мм) – артиллерийские системы малой мощности;

• *средний калибр* (от 57 до 152 мм) – артиллерийские системы средней мощности;

• *крупный калибр* (от 152 до 210 мм) – артиллерийские системы большой мощности;

• *орудия особой мощности* (более 210 мм).

В разных странах могут использоваться различные системы калибров, в том числе свои собственные обозначения и классификации для артиллерийских систем.

Обуховский завод выпускал артиллерийские орудия трех систем калибров:

• фунтовая система;

• дюймовая система;

• метрическая система.

Анализ количественного и качественного (в контексте калибров) состава изготовленных Обуховским заводом артиллерийских орудий позволяет объективно оценить его роль в истории вооружения и военной техники.

Фунтовая система калибров

Первая в мире артиллерийская шкала была введена немецким механиком Георгом Гартманом в Нюрнберге в 1546 году. Это была призматическая четырехгранная линейка для свинцовых, каменных и чугунных ядер. На одну грань были нанесены дюймы, на три другие – фактические размеры (в зависимости от веса в фунтах) ядер. Отметка свинцового ядра массой в 1 фунт соотносилась примерно с 1,5 дюйма.

В 1707 году начальник артиллерии армии Петра I генерал-фельдцейхмейстер Я.В. Брюс внес изменения в артиллерийскую шкалу Гартмана и ввел ее для определения калибра орудий. Он немного увеличил масштаб шкалы и в качестве единицы измерения калибра предложил использовать артиллерийский фунт – чугунное ядро диаметром 2 дюйма (51 мм) и весом 115 золотников (490 граммов). Этот артиллерийский фунт стал основой шкалы калибров для гладкоствольной артиллерии (см. рис. 1), применявшейся в России до 1877 года. Шкала Брюса была утверждена уже после смерти Петра I в 1737 году высочайшим указом Анны Иоанновны.

Как следует из анализа рисунка 1, калибру артиллерийского орудия (в фунтах) соответствует ядро определенной массы (в килограммах) и диаметра (в миллиметрах). График построен на основе данных из [6].

Действительно, диаметр ядра d в миллиметрах связан с калибром n в фунтах следующим соотношением:

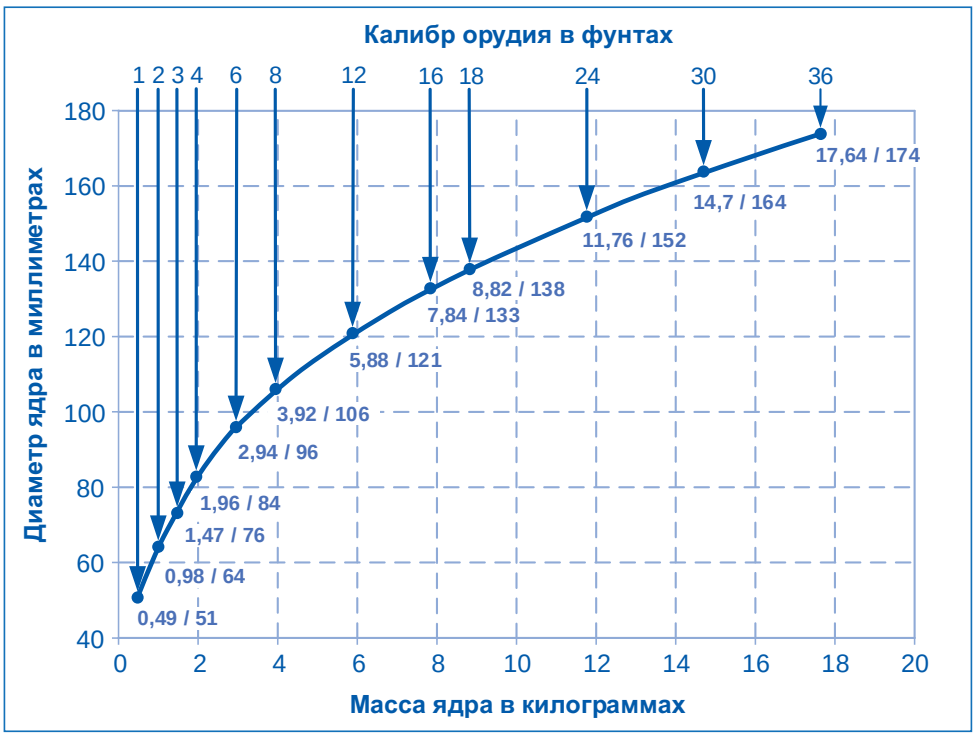


Рис. 1. Шкала калибров для гладкоствольной артиллерии Российской империи

$$d = \sqrt[3]{\frac{\pi \rho}{6 n m_0}},$$

где ρ – плотность чугуна, m_0 – масса 1 фунта в килограммах (0,49 кг).

С появлением в России во второй половине XIX века стальных (сначала гладкоствольных, а затем и нарезных) артиллерийских орудий и переходом от сферической формы снарядов к продолговатой значения фунтовых калибров орудий в миллиметрах по сравнению с петровской шкалой (рис. 1) несколько изменились. Появился новый калибр – 9 фунтов, но 9-фунтовыми новые орудия назывались формально, так как калибр 9 фунтов соответствует диаметру ядра 110 мм, а фактически новые орудия имели диаметр ствола 107 мм.

Обуховский завод с 1864 по 1899 год производил артиллерийские орудия, относящиеся к фунтовой системе калибров, данные по которым приведены на рисунке 2.

На рисунке 2 представлены периоды и число изготовленных Обуховским заводом артиллерийских орудий по калибрам в фунтах (с переводом в миллиметры). Диаграмма построена на основе данных, содержащихся в [7, 8].

Дюймовая система калибров

Дюймовая система калибров была заимствована у Великобритании во второй половине XIX века, поэтому российский дюйм равен английскому и составляет 25,400438 мм.

В Российской империи калибр артиллерийских орудий в дюймовой системе измерялся как в дюймах (1 дюйм равен 25,4 мм), так и в линиях (1 линия равна 1/10 дюйма и составляет 2,54 мм).

Обуховский завод с 1868 по 1929 год производил артиллерийские орудия, относящиеся к дюймовой системе калибров, данные по которым приведены на рисунке 3.

На рисунке 3 представлены периоды и число изготовленных Обуховским заводом артиллерийских орудий по калибрам в дюймах (с переводом в миллиметры). Представлены артиллерийские орудия с нестандартным калибром в дюймах (2,5, 6,03 и 13,5 дюйма). Отдельно выделены артиллерийские орудия с калибром в линиях (34, 42 и 48 линий, что соответствует 63,5, 153,2 и 343,0 мм). Диаграмма построена на основе данных, содержащихся в [7–9].

Метрическая система калибров

Метрическая система калибров была введена в Российской империи в конце XIX века в связи с принятием на вооружение французских (37-, 47- и 57-мм пушек Гочкиса, 75- и 120-мм пушек Кане) и английских (37-мм пушек Максима, 57-мм пушек Норденфельда) артиллерийских орудий, относящихся к метрической системе калибров.

В XX веке внедрение метрической системы продолжилось.

В начале XX века были приняты на вооружение 40- и 120-мм пушки Виккерса. Обуховский завод ввел калибр 130 мм, создав 130-мм корабельную пушку образца 1913 года.

После окончания Гражданской войны со второй половины 20-х годов XX века артиллерийские орудия, относящиеся к дюймовой системе калибров, получили обозначения

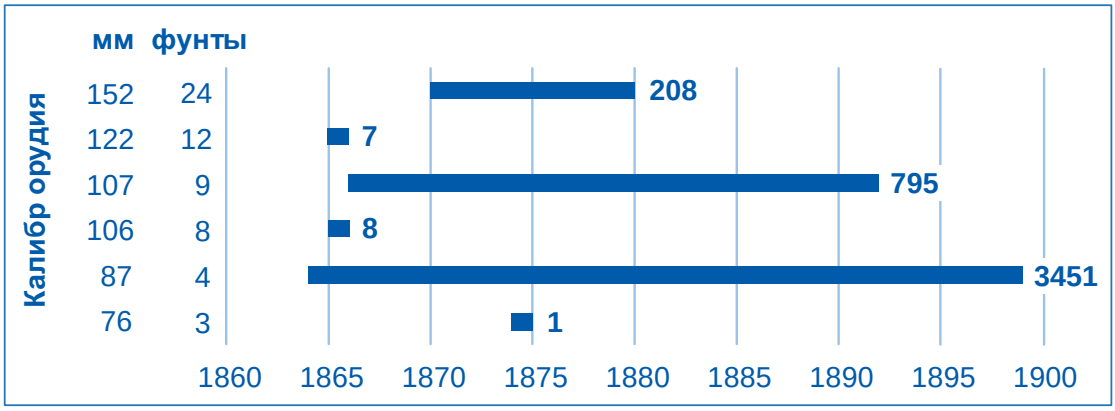


Рис. 2. Артиллерийские орудия, относящиеся к фунтовой системе калибров, изготовленные Обуховским заводом

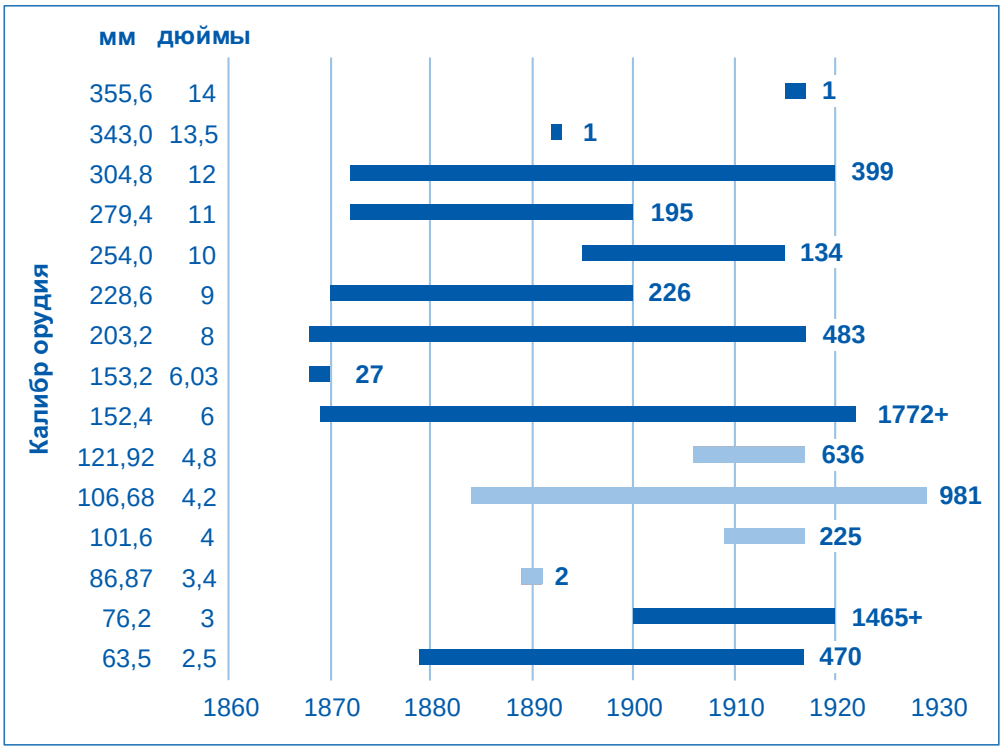


Рис. 3. Артиллерийские орудия, относящиеся к дюймовой системе калибров, изготовленные Обуховским заводом

калибра в миллиметрах. Это относилось как к новым орудиям советского производства, так и к орудиям, изготовленным в Российской империи. Таким образом, 3-дюймовые орудия стали 76-мм, 4-дюймовые – 102-мм, 42-линейные – 107-мм, 6-дюймовые – 152-мм, 8-дюймовые – 203-мм.

В 1932 году с целью вооружения корабельной и береговой артиллерии ВМФ новыми артиллерийскими орудиями с высокой баллистикой заводом «Большевик» (название Обуховского завода в период 1922–1992 гг.) был введен калибр 180 мм.

В 1934 году на вооружение советского ВМФ поступила артиллерийская установка системы «Минизини» итальянской разработки и производства. Так в отечественных Вооруженных силах появился калибр 100 мм.

В 1935 году был введен калибр 82 мм. Этот калибр имеют отечественные батальонные минометы. Он был выбран по следующей причине. В то время ведущие державы мира имели батальонные минометы калибром 81,4 мм. И в случае войны советские минометчики могли использовать для стрельбы мины иностранного производства калибра 81,4 мм, а потенциальный противник не мог использовать отечественные мины калибра 82 мм. Правильность выбора калибра 82 мм подтвердила Великая Отечественная война (1941–1945 гг.). Советские минометчики успешно использовали трофейные немецкие 81,4-мм мины, и для них даже были разработаны таблицы стрельбы.

В период с 1888 по 1980 год Обуховский завод производил артиллерийские орудия, относящиеся к метрической системе калибров, данные по которым приведены на рисунке 4.

На рисунке 4 представлены периоды и число изготовленных Обуховским заводом артиллерийских орудий по калибрам в миллиметрах. Там же приведено точное значение калибра. Диаграмма построена на основе данных, содержащихся в [7–9].

Общие число выпущенных Обуховским заводом (заводом «Большевик») артиллерийских орудий в период 1865–1958 гг. по годам приведено на рисунке 5.

Из анализа рисунка 5 видно, что представленный график отражает ключевые геополитические и экономические события как истории России в целом, так и Санкт-Петербурга (Петрограда, Ленинграда) в частности.

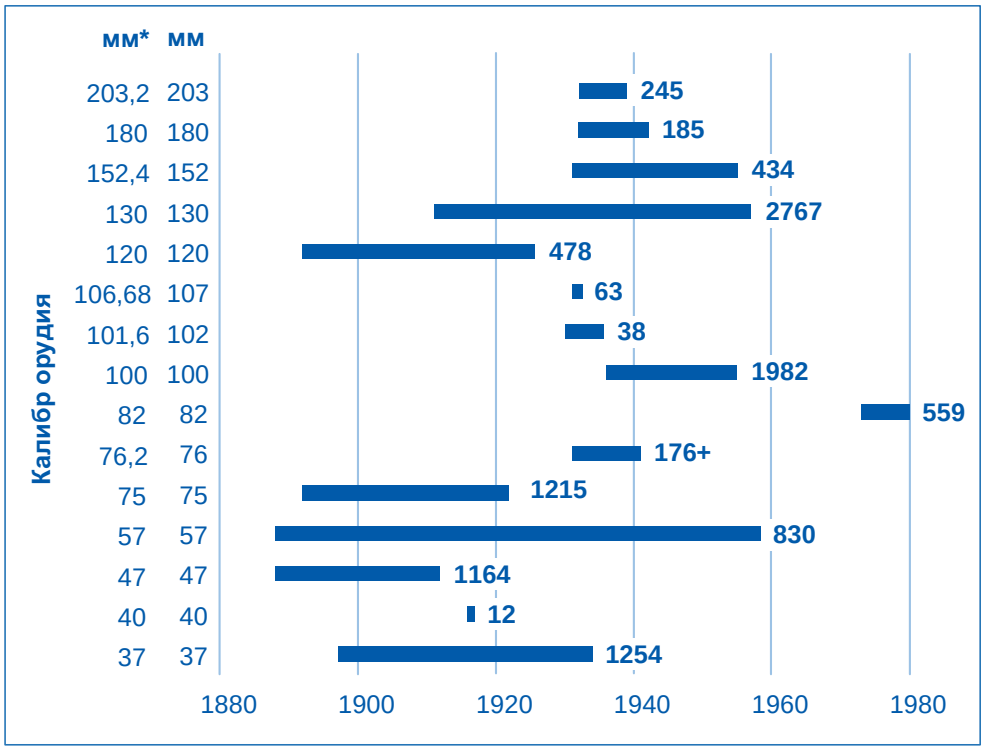


Рис. 4. Артиллерийские орудия, относящиеся к метрической системе калибров и изготовленные Обуховским сталелитейным заводом и заводом «Большевик» (* – точное значение калибра)

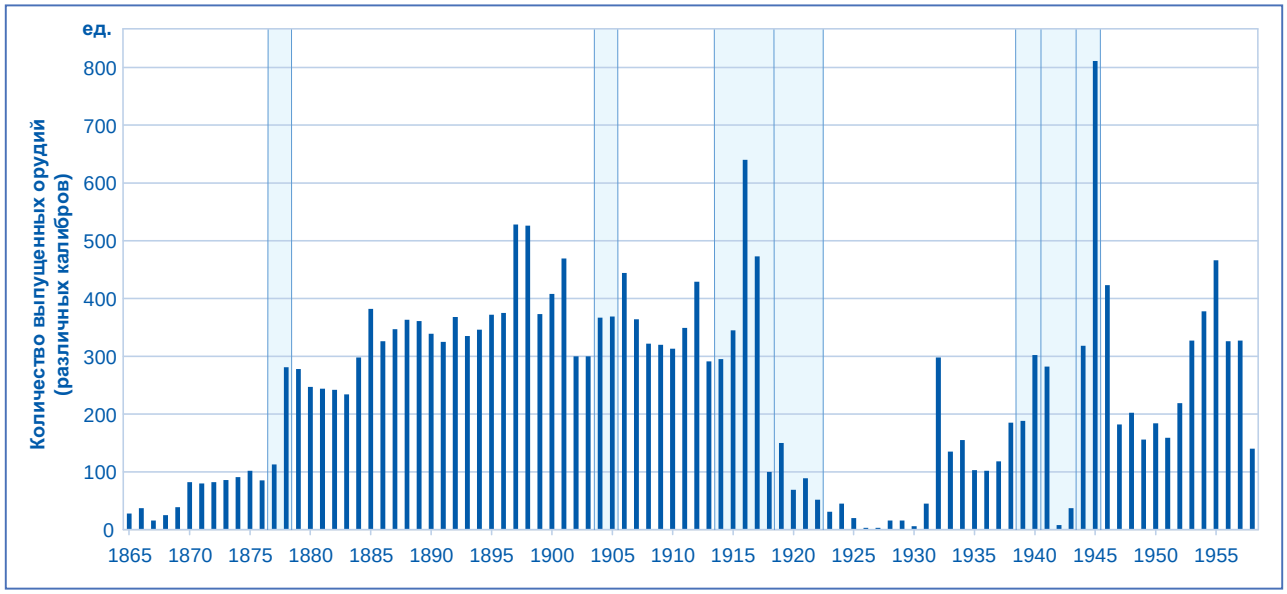


Рис. 5. Артиллерийские орудия, выпущенные Обуховским заводом в период 1865–1958 гг.

Согласно рисунку 5 можно выделить 6 периодов изготовления артиллерийских орудий, а именно:

• 1865–1877 гг. – становление Обуховского завода и развитие на нем артиллерийских технологий. Производство орудий постепенно увеличивалось, в 1877 году их было выпущено 113 единиц;

• 1878–1917 гг. можно назвать «золотым сорокалетием обуховской артиллерии». За эти 40 лет Обуховский завод оснастил артиллерий флот на 90 % и армию на 60 %. Максимум выпуска пришелся на Первую мировую войну: в 1916 году было изготовлено 640 орудий;

• 1918–1930 гг. – соответствует Гражданской войне и послевоенной разрухе

экономики страны. Производство орудий резко упало, максимум выпуска был в 1919 году, когда было выпущено 150 единиц;

• 1931–1940 гг. – предвоенные сталинские пятилетки. Началось производство орудий советской разработки. В 1940 году было изготовлено 302 единицы;

• 1941–1945 гг. – Великая Отечественная война. Во второй половине 1941 года началась блокада Ленинграда, и производство начало сокращаться, в 1943 году было выпущено 37 орудий. В 1944 году после снятия блокады производство резко увеличилось и достигло своего максимума в 1945 году – 811 единиц;

• 1946–1958 гг. – послевоенный период, холодная война. Завод продолжил оснащение вооруженных сил артиллерий, в 1955 году производство составило 466 орудий. В 1959 году производство артиллерии было остановлено в связи с изменением приоритетов руководства страны от выпуска артиллерии к созданию ракетной техники.

С целью определения вклада Обуховского завода в обеспечение артиллерией отечественных Вооруженных сил проведем сравнительный анализ объемов выпуска в 1865–1958 гг. артиллерийских орудий на Обуховском заводе и суммарного объема выпуска всеми изготовителями (включая Обуховский завод). При проведении анализа учитывались артиллерийские орудия только тех калибров, которые изготавливал Обуховский завод.

На рисунке 6 представлена информация о производстве для отечественных Вооруженных сил артиллерийских орудий самых массовых калибров, в том числе артиллерийских орудий средней мощности калибров 57, 76, 87, 100, 122 и 152 мм, а также 37-мм малокалиберных пушек.

Как видно из анализа рисунка 6, доля Обуховского завода в суммарном выпуске артиллерийских орудий массовых калибров не превышает 10 %, исключение составляет калибр 87 мм – 53 %.

На рисунке 7 представлена информация о производстве артиллерийских орудий, выпущенных для отечественных Вооруженных сил, у которых суммарный объем выпуска по каждому калибру составляет не более 4000 единиц. При этом на рисунке не указаны изготовленная Обуховским заводом в 1892–1893 гг. одна 343-мм пушка и изготовленная в 1915–1917 гг. одна 356-мм пушка.

Как видно из анализа рисунка 7, доля Обуховского завода в суммарном производстве артиллерийских орудий представленных калибров составляет от 17 до 94 %.

Важно отметить, что рисунки 6 и 7 построены на основе данных по выпуску только стальных нарезных артиллерийских орудий,

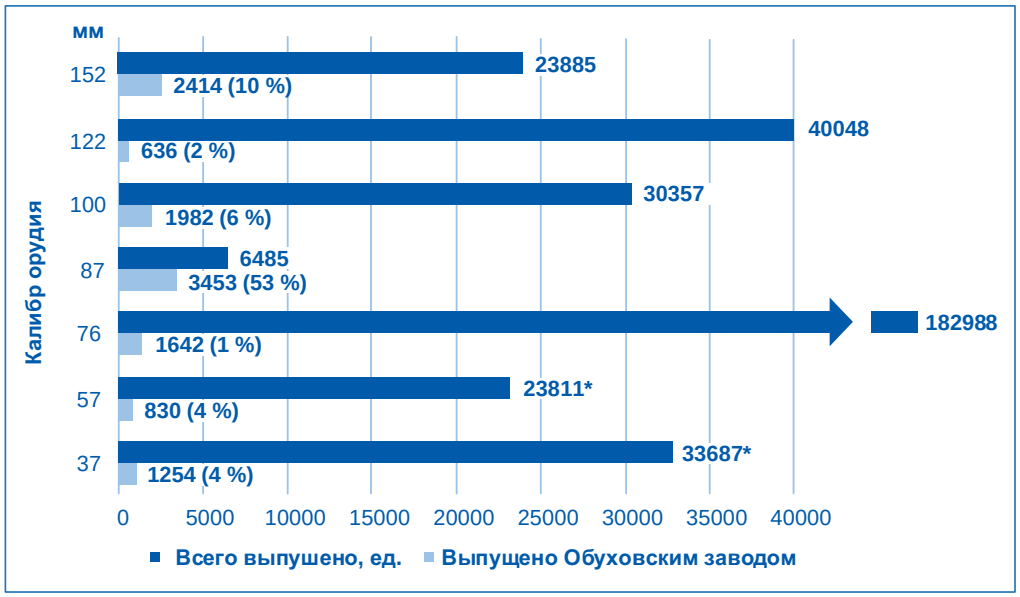


Рис. 6. Артиллерийские орудия самых массовых калибров, выпущенные для отечественных Вооруженных сил в 1865–1958 гг. (* – без учета производства минометов и авиационных пушек)

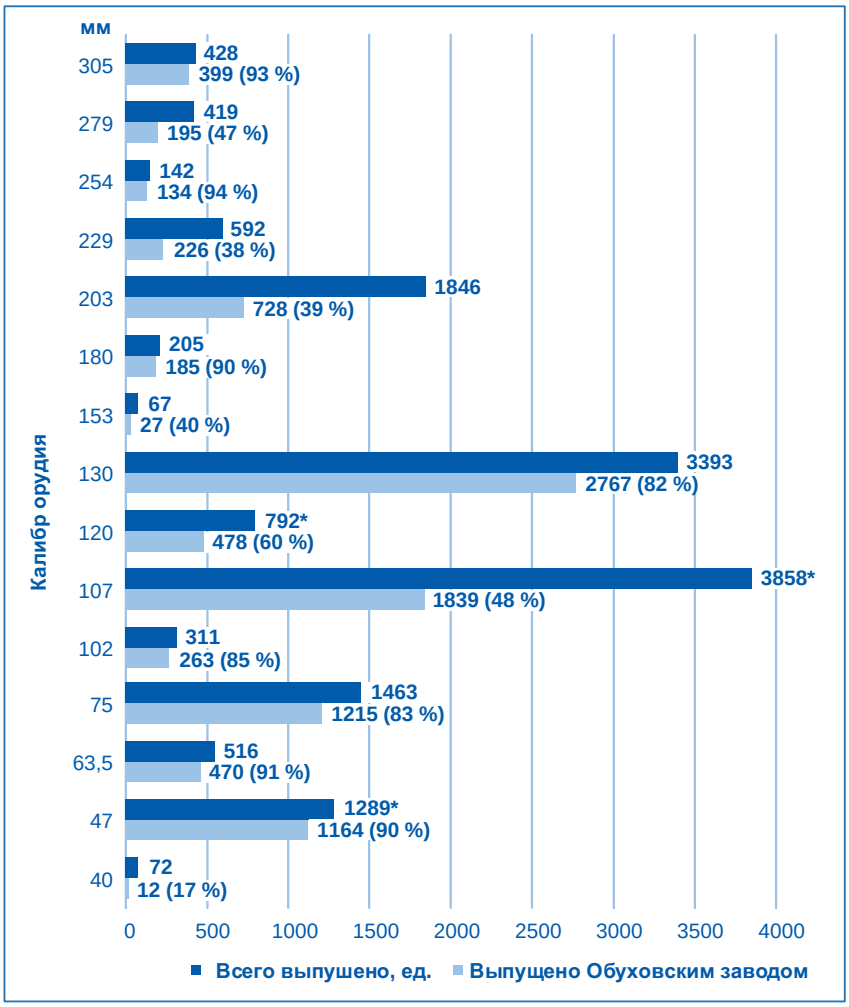


Рис. 7. Артиллерийские орудия, выпущенные для отечественных Вооруженных сил в 1865–1958 гг., с суммарным выпуском по каждому калибру не более 4000 единиц (* – без учета производства минометов)

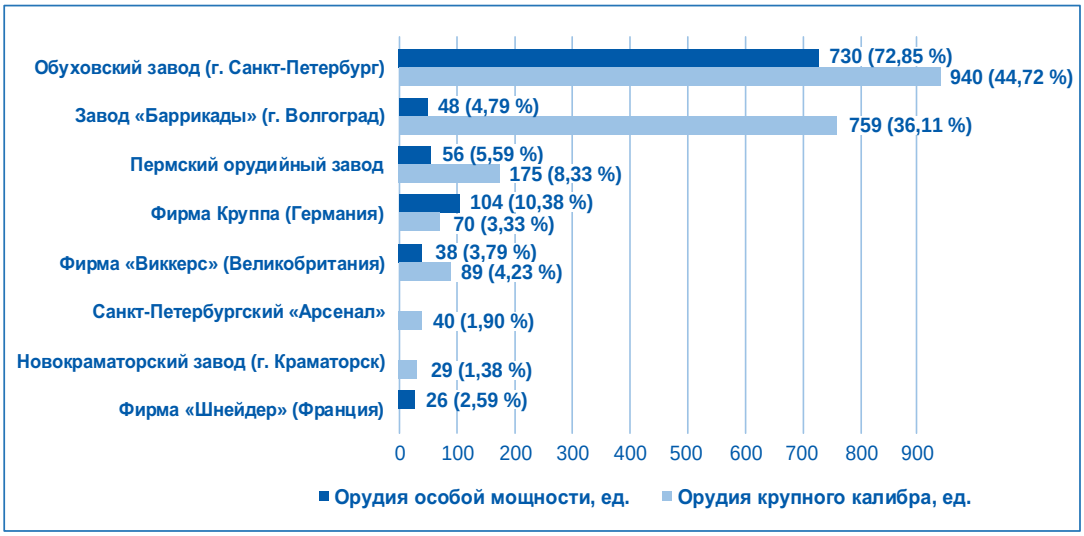


Рис. 8. Заводы, выпускавшие артиллерийские орудия особой мощности и крупного калибра для отечественных Вооруженных сил в 1865–1958 гг.

заряжаемых с казенной части. Кроме этих орудий Обуховский завод изготовил 41 стальную пушку, заряжаемую с дульной части, в том числе 40 гладкоствольных (7 калибра 122 мм, 8 калибра 106 мм и 25 калибра 87 мм) и одну нарезную.

На рисунке 8 представлена информация о заводах, выпускавших артиллерийские

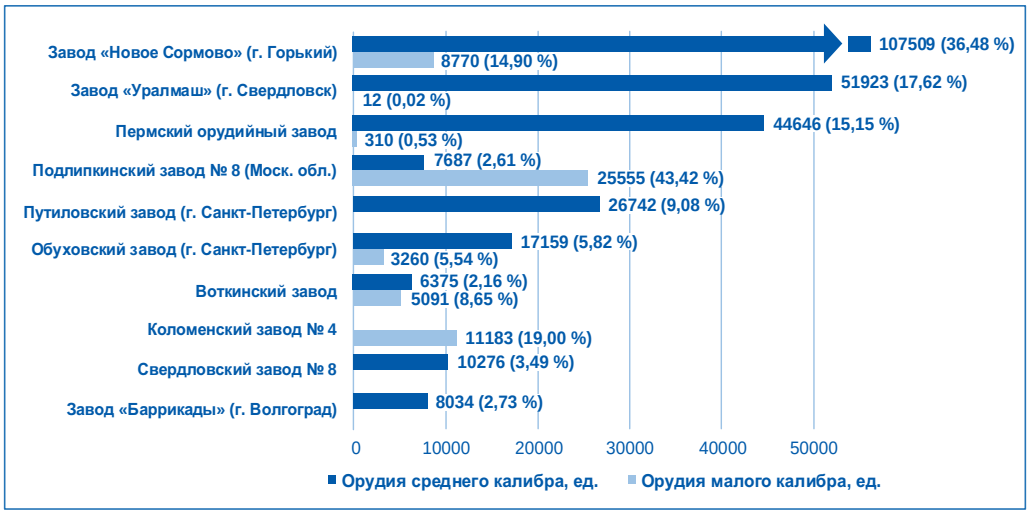


Рис. 9. Заводы – лидеры по изготовлению артиллерийских орудий среднего и малого калибра для отечественных Вооруженных сил в 1865–1958 гг.



Рис. 10. Десять заводов – лидеров по изготовлению артиллерийских орудий всех калибров, выпускаемых Обуховским заводом, для отечественных Вооруженных сил в 1865–1958 гг.

орудия особой мощности и крупного калибра для отечественных Вооруженных сил в 1865–1958 гг.

Как видно из рисунка 8, в рассматриваемый период Обуховский завод являлся лидером среди производителей орудий особой мощности и крупного калибра для отечественных Вооруженных сил. Доля Обуховского завода в общем выпуске орудий особой мощности составляла 72,85 %, а в общем выпуске орудий крупного калибра – 44,72 %.

На рисунке 9 представлена информация о заводах – лидерах по изготовлению артиллерийских орудий среднего и малого калибра для отечественных Вооруженных сил в 1865–1958 гг.

Как видно из рисунка 9, в рассматриваемый период доля Обуховского завода в общем выпуске орудий среднего калибра составляла 5,82 %, а в общем выпуске орудий малого калибра – 5,54 %.

На рисунке 10 представлена информация о десяти заводах – лидерах по изготовлению артиллерийских орудий всех выпускаемых Обуховским заводом калибров для отечественных Вооруженных сил в 1865–1958 гг.

Как видно из анализа рисунка 10, доля выпуска Обуховским заводом артиллерийских орудий для отечественных Вооруженных сил в 1865–1958 гг. составляет 6,25 % от общего объема производства. Это является большим вкладом завода в оснащение артиллерии

отечественных Вооруженных сил, поскольку артиллерийские орудия выпускались 34 заводами:

• 23 отечественными, в частности: «Новое Сормово», «Уралмаш», Пермский орудийный завод, Подлипкинский завод № 8, Путиловский завод;

• 11 зарубежными, такими как заводы фирм Круппа (Германия), «Виккерс» (Великобритания), «Шнейдер» и «Гочкис» (Франция) и другими.

Артиллерийская история Обуховского завода не заканчивается 1958 годом. В 70-х годах XX века производство артиллерийских орудий на Обуховском заводе было продолжено: в 1973–1980 гг. завод выпустил 559 автоматических минометов калибра 82 мм.

Заключение

В заключение следует подчеркнуть, что история Обуховского завода в контексте калибров изготовленных артиллерийских орудий представляет собой неотъемлемую часть богатого наследия оборонно-промышленного комплекса России. С момента своего основания в 1863 году и по настоящее время завод активно участвует в формировании оборонного потенциала страны, производя широкий спектр образцов вооружения и военной техники.

С 1864 по 1980 год Обуховский завод изготовил не менее 23 000 артиллерийских орудий калибром от 37 до 356 мм. Кроме того, в 1976–1990 гг. было изготовлено 45 122-мм 40-ствольных пусковых установок для реактивных систем залпового огня. В 1884–1917 гг. завод выпустил не менее 2500 торпед двух калибров: 15 дюймов (381 мм) и 18 дюймов (450 мм).

Таким образом, история Обуховского завода служит ярким примером технологического наследия и символом национальной оборонной гордости. Представленный в статье ретроспективный анализ проведен авторами с целью сохранения и передачи знаний об оборонно-промышленном комплексе России в целом и вкладе завода в обороноспособность нашей страны, в частности.

Список литературы

1. Обуховский завод. Очерки истории. 1863–2008. СПб.: Типография «Береста», 2010. 592 с., ил.

2. Виноградова Н. А., Путин О. Н., Шерстнев Г. Р. Павел Матвеевич Обухов. СПб.: Грейт-Принт, 2020. 336 с., ил.

3. Волокитина И. Н., Щеглов Д. К., Макавеев А. Т. Ретроспективный анализ вклада Обуховского завода в развитие российской артиллерии (1864–1980 годы) // ВОЕНМЕХ. Вестник Балтийского государственного технического университета. 2023. № 2(13). С. 58–66.

4. Ахметшин А. Д. Обуховский завод. 150 лет во славу Отечества. 1863–2013. СПб.: ООО «Береста», 2013. 424 с., ил.

5. Артиллерийское орудие // Сайт «Википедия». URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Артиллерийское_орудие (дата обращения: 15.12.2023).

6. Шкала гладкоствольной артиллерии, использовавшейся до 1877 г. // Сайт «Военно-Морской флот России». URL: http://www.navy.su/other/ shkala.htm (дата обращения: 15.12.2023).

7. Колчак В. И. История Обуховского сталелитейного завода в связи с прогрессом в артиллерийские техники. СПб., 1903. 385 с., ил.

8. Каптерев Н. А. Обуховский сталелитейный завод. СПб.: Товарищество Р. Голике и А. Вильборг, 1913.

9. Широкорад А. Б. Энциклопедия отечественной артиллерии / Под общ. ред. А.Е. Тараса. Мн.: Харвест, 2000. 1156 с., ил.

Об авторах

Волокитина Ирина Николаевна – кандидат экономических наук, первый заместитель генерального директора – исполнительный директор Акционерного общества «Северо-Западный региональный центр Концерна ВКО «Алмаз – Антей» – Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, заведующая базовой кафедрой «Роботехнические комплексы производственного и специального назначения» Акционерного общества «Северо-Западный региональный центр Концерна ВКО «Алмаз – Антей» – Обуховский завод» в Санкт-Петербургском политехническом университете Петра Великого, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Область научных интересов: экономика и финансы промышленного предприятия, управление в социальных и экономических системах, организация промышленного производства.

Макавеев Александр Тимофеевич – кандидат технических наук, главный специалист расчетно-исследовательского отдела Акционерного общества «Северо-Западный региональный центр Концерна ВКО «Алмаз – Антей» – Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.
Область научных интересов: динамика и прочность сложных технических систем, история вооружения, военной и специальной техники, история войн и военных конфликтов.

Щеглов Дмитрий Константинович – кандидат технических наук, доцент, научный руководитель Акционерного общества «Северо-Западный региональный центр Концерна ВКО «Алмаз – Антей» – Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.
Область научных интересов: инженерные расчеты и высокопроизводительные вычисления, теория поддержки принятия решений, организация промышленного производства, цифровая трансформация предприятий оборонно-промышленного комплекса.

The history of the Obukhovsky plant in the context of calibers of manufactured artillery guns

Volokitina I. N., Makaveev A. T., Shcheglov D. K.

Joint Stock Company "North Western regional center of "Almaz – Antey" Concern – Obukhovsky plant", Saint Petersburg, Russian Federation

The article is a retrospective analysis of the operations of the Obukhovsky plant, which was involved in production of artillery guns in the period from 1864 to 1980. The authors focus on systematization of historical information about factory-made artillery guns in terms of pound, inch and metric caliber systems.

Keywords: Obukhovsky plant, artillery guns, caliber systems

Information about the authors

Volokitina Irina Nikolaevna – Candidate of Economic Sciences, First Deputy General Director – Executive Director of Joint Stock Company "North Western regional center of "Almaz – Antey" Concern – Obukhovsky plant", Saint Petersburg, Head of Joint Department "Industrial and Special-Purpose Robotic Systems" of Joint Stock Company "North Western regional center of "Almaz – Antey" Concern – Obukhovsky plant", Saint Petersburg at Peter the Great Saint Petersburg Polytechnic University, Saint Petersburg, Russian Federation.
Research interests: enterprise economics and finance, social and economic system management, industrial production management.

Makaveev Aleksandr Timofeevich – Candidate of Engineering Sciences, Chief Specialist of Analysis and Research Department, Joint Stock Company "North Western regional center of "Almaz – Antey" Concern – Obukhovsky plant", Saint Petersburg, Russian Federation.
Research interests: dynamics and strength of complex technical systems, history of weapons, military and special-purpose equipment and systems, history of wars and armed conflicts.

Shcheglov Dmitry Konstantinovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Research Advisor, Joint Stock Company "North Western regional center of "Almaz – Antey" Concern – Obukhovsky plant", Saint Petersburg, Russian Federation.
Research interests: engineering design and high-performance computing, decision support theory, industrial production management, digital transformation of defence companies.



Подписной индекс в Объединенном каталоге «Пресса России» 79162



ISSN 2542-0542

e-library

online версия